

Alma Mater Studiorum – Università di Bologna

**DOTTORATO DI RICERCA IN
INGEGNERIA ELETTROROTECNICA**

Ciclo XXIV

Settore Concorsuale di afferenza: 09/E2

Settore Scientifico disciplinare: ING-IND/32

**CONTROLLO VETTORIALE GENERALIZZATO PER MACCHINE
ELETTRICHE TRIFASE**

Presentata da: Alessio Pilati

Coordinatore Dottorato

Domenico Casadei

Relatore

Domenico Casadei

Esame finale anno 2012

Indice

INTRODUZIONE.....	7
CAPITOLO 1 - MODELLO GENERALIZZATO DELLA MACCHINA ELETTRICA	11
1.1 INTRODUZIONE.....	11
1.2 COSTRUZIONE DEL MODELLO	14
1.2.1 Definizione dei sistemi di riferimento di statore e di rotore.....	15
1.2.2 Definizione della matrice di rotazione	15
1.2.3 Definizione delle caratteristiche principali della generica macchina elettrica	16
1.2.4 Definizione del sistema di riferimento naturale	17
1.2.5 Definizione del legame flussi correnti	17
1.2.5 Flusso prodotto dai magneti e relativa modellizzazione	18
1.2.6 Equazioni di maglia degli avvolgimenti di statore e di rotore.....	20
1.2.7 Considerazioni sui sistemi di riferimento in uso nel modello	20
1.2.8 Ripartizione delle grandezze del modello nei gruppi fondamentali	21
1.2.9 Definizione della matrice di rotazione del modello	22
1.2.10 Formulazione matematica del modello	23
1.3 CONCETTO DI AVVOLGIMENTO DI ROTORE VIRTUALE	24
1.3.1 Esempio di modellizzazione del circuito di rotore virtuale per motore sincrono a riluttanza	26
1.3.2 Esempio di modellizzazione del circuito di rotore virtuale per motore sincrono a rotore avvolto	26
1.3.3 Definizione del sistema del flusso di rotore	28
1.4 CASI SIGNIFICATIVI DEL MODELLO GENERALIZZATO	29
1.4.1 Modello per macchina ad induzione	29
1.4.2 Modello per macchina motore sincrono a riluttanza	30
1.4.3 Modello per macchina motore sincrono brushless	31
1.4.4 Modello per macchina motore sincrono a magneti “affogati”	32
1.4.5 Modello per macchina motore sincrono a rotore avvolto.....	34
1.4.6 Definizione di macchine elettriche convenzionali	35
1.5 CONSIDERAZIONI GENERALI SUL MODELLO	36
1.5.1 Legame fra flusso di statore e flusso di rotore	36
1.5.2 Significato di $[\sigma L_s]$	39
1.5.3 Legame flussi per macchine ad induzione	40
1.5.4 Definizione del versore del flusso di rotore	41
1.5.5 Legame flussi per motori brushless.....	41
1.5.6 Costante di coppia e concetto di orientamento di campo	45
1.5.7 Espressione della coppia nel sistema del flusso di rotore per macchine	47
1.5.8 Espressione della coppia nel sistema del flusso di rotore per macchine sincrone	47

1.5.9 Equivalenza dell'espressione della coppia nel sistema del flusso di rotore con quella comunemente in uso per le macchine sincrone	49
1.6 GIUSTIFICAZIONI INERENTI ALLA COSTITUZIONE DEL MODELLO	51
1.7 SOLUZIONE ED IMPLEMENTAZIONE DEL MODELLO	57
1.8 GRANDEZZE AUSILIARIE E PREDETTE DEL MODELLO	72
CAPITOLO 2 - MODELLO SENSORLESS	77
2.1 INTRODUZIONE	77
2.2 ALGORITMO SENSORLESS PER MACCHINE SINCRONE CONVENZIONALI	77
2.3 ALGORITMO SENSORLESS PER MACCHINE ASINCRONE	80
CAPITOLO 3 - ERRORI DEL MODELLO E METODOLOGIE DI CORREZIONE	85
3.1 INTRODUZIONE	85
3.2 EQUAZIONE DEGLI ERRORI DEL MODELLO	86
3.3 CORREZIONE DEL MODELLO CON IL RAFFRONTO DELLE USCITE	88
3.4 FUNZIONE DI CORREZIONE "DELLE FORZE ELETTROMOTRICI"	89
CAPITOLO 4 - CONTROLLO AD ORIENTAMENTO DI CAMPO	93
4.1 INTRODUZIONE	93
4.2 SCHEMA DI PRINCIPIO DEL PROCESSO DI CONTROLLO	98
4.3 DESCRIZIONE DEI BLOCCHI FONDAMENTALI DEL PROCESSO DI CONTROLLO	100
4.3.1 Descrizione del blocco MODELLO	100
4.3.2 Descrizione del blocco SVM	102
4.3.4 Descrizione del blocco D.C.	104
4.3.5 Descrizione del blocco D.C. _{dtcomp}	105
4.3.6 Descrizione del blocco D.C. _{S,C,V,M}	105
4.3.7 Figura riassuntiva dell'intero processo di controllo	109
4.4 DESCRIZIONE DEL CONTROLLO AD ORIENTAMENTO DI CAMPO	111
4.4.1 Definizione di controllo ad orientamento di campo	111
4.4.2 Definizione di limite in corrente e in tensione	111
4.4.3 Definizione della frequenza fondamentale nel controllo ad orientamento di campo	112
4.4.4 Definizione delle forze elettromotrici nel controllo ad orientamento di campo	112
4.4.5 Regolazione della coppia nel controllo ad orientamento di campo	113
4.4.6 Gestione dello stato di magnetizzazione nel controllo ad orientamento di campo	114
4.4.7 Calcolo della coppia massima nel controllo ad orientamento di campo	117
4.4.8 Regolatore del riferimento di corrente di asse-d	117
4.4.9 Calcolo dei riferimenti di tensione nel sistema del flusso di rotore	118
4.4.10 Calcolo dei riferimenti di tensione nel sistema statorico	119
4.5 DESCRIZIONE DELLE CARATTERISTICHE PRINCIPALI DEL CONTROLLO MACCHINA	120
4.5.1 Gestione delle tensioni di riferimento nel controllo ad orientamento di campo	121
4.5.2 Carichi equivalenti dei regolatori di tensione nel sistema del flusso rotorico	122

4.5.3 Saturazione dinamica dei regolatori di tensione nel sistema del flusso rotorico	123
4.5.4 Algoritmo per la regolazione della tensione nel controllo ad orientamento di campo	127
4.5.5 Tuning dei coefficienti dei regolatori di tensione	129
4.5.6 Implementazione dei regolatori di tensione in sistemi digitali	133
4.5.7 Gestione dello stato di magnetizzazione nel controllo ad orientamento di campo.....	141
4.5.8 Calcolo della corrente massima di asse-q	142
4.5.9 Calcolo del margine dinamico della tensione disponibile	146
4.5.10 Regolazione della corrente di asse-d	149
4.5.11 Gestione del guadagno del regolatore di corrente di asse-d	151
4.5.12 Calcolo della coppia massima nel controllo ad orientamento di campo	153
4.4.13 Calcolo della corrente di riferimento di asse-q nel controllo ad orientamento di campo	156
PROVE SPERIMENTALI.....	159
P.S.1 SPECIFICHE DELL'INVERTER.....	159
P.S.2 SCHEDA DI POTENZA	160
P.S.3 SCHEDA DRIVER.....	161
P.S.4 SCHEDA DI CONTROLLO	162
P.S.5 TEST	163
Effetto dei tempi morti dell'inverter	163
Effetto dell'errore di resistenza statorica nella stima dei flussi.....	165
Effetto dell'errore di resistenza rotorica nella stima dei flussi.....	167
Effetto dell'errore di induttanza nella stima dei flussi	169
Effetto della funzione di correzione nella stima dei flussi	171
Effetto del regolatore di tensione predittivo.....	173
Inversione di coppia a velocità nulla.....	175
Inversione di coppia ad elevata dinamica a velocità nulla	177
Inversione di coppia durante il primo deflussaggio	179
Inversione di coppia ad elevata dinamica durante il primo deflussaggio	181
Inversione di coppia durante il secondo deflussaggio	184
Inversione di coppia ad elevata dinamica durante il secondo deflussaggio	186
Effetto della richiesta di coppia sullo stato di magnetizzazione.....	189
Effetto del margine di tensione dinamico sullo stato di magnetizzazione	191
Effetto del margine di tensione dinamico sulla dinamica di coppia.....	193
Caratteristica meccanica IM.....	195
Influenza della corrente di magnetizzazione sulla coppia.....	198
Riferimenti di corrente nel sistema bifase del flusso di rotore IM	202
Stato di magnetizzazione durante il deflussaggio IM	205
Corrente di asse-q durante il deflussaggio IM	208
Riferimenti di corrente nel sistema bifase per inversione di moto IM	210

Prove in funzione della velocità R-SM	213
Prove in funzione della velocità SPM-SM	216
CONCLUSIONI.....	219
APPENDICE 1	221
BIBLIOGRAFIA.....	227

INTRODUZIONE

L'utilizzo delle macchine elettriche nelle più svariate applicazioni è in costante aumento; da questa semplice constatazione nasce la motivazione nel condurre ancora oggi, nonostante la pratica ormai pluridecennale, ricerche volte a migliorare gli algoritmi di controllo dedicati a tali apparecchi. Si può constatare anche il fatto che viene un fatto uso di molteplici tipologie di macchine, scegliendo quella categoria le cui caratteristiche meglio si sposano con le necessità dell'applicazione stessa. In questo senso è maturata l'idea di condurre uno studio volto al raggiungimento di una teoria generalizzata, che costituisca quindi una metodologia di approccio alle macchine elettriche condivisibile dalle diverse tipologie delle stesse. Si può anzi affermare che i risultati che verranno esposti nelle pagine seguenti rappresenteranno una sorta di sintesi di almeno una parte degli aspetti fondamentali delle macchine elettriche e, di conseguenza, una specifica tipologia di macchina sarà assimilabile ad un caso particolare della teoria unificata.

Il nucleo fondamentale della teoria generalizzata è un modello matematico, modello che dovrà essere strutturato in modo tale da permettere di rappresentare e di descrivere le caratteristiche di ogni tipologia di macchina e di costituire quindi un riassunto delle proprietà salienti che possano caratterizzarla.

E' nata di conseguenza la necessità di definire una generica macchina elettrica e di individuare l'insieme opportuno delle proprietà che possano riguardarla, in tal senso quindi, vi è una sorta di corrispondenza univoca fra il modello con i relativi parametri e la macchina generica con le relative specificità; tali associazioni verranno gradualmente chiarite nel corso dell'esposizione.

La scelta di un modello matematico deriva sostanzialmente dal fatto che questo tipo di approccio ben si adatta a questa tematica di studio, dando effettivamente i mezzi per giungere ad una efficiente sintesi delle singole proprietà delle macchine e prestandosi ad un processo di verifica sperimentale, in quanto vi è la possibilità realizzare un azionamento per macchine elettriche il cui algoritmo di controllo sia strutturato in base alla teoria generalizzata.

La teoria generalizzata ed il modello ad essa associato costituiscono un sistema autonomo, ossia è possibile costituire il modello stesso a priori e indipendentemente dal contesto in cui verrà utilizzato, in quanto il suo scopo è quello di produrre e offrire una stima dello stato di funzionamento della macchina elettrica. Di conseguenza se ne potrà fare un ampio uso, utilizzandolo, ad esempio, per ottenere quelle informazioni necessarie ad un eventuale algoritmo di controllo macchina.

Il modello generalizzato è stato concepito in modo da essere una base o un punto di partenza per ulteriore sviluppi, in tal senso, altre soluzioni per modellizzare una macchina elettrica possono porre dei vincoli; studi recenti hanno introdotto il filtro di Kalman o stimatori MRAS, da un'analisi di queste proposte è possibile capire come sia difficoltoso introdurre dei cambiamenti in queste tipologie di sistemi.

Il modello generalizzato risente, come qualsiasi altro sistema, dell'incertezza ascrivibile alle misure o ai valori numerici che lo caratterizzano. Lo studio delle metodologie per rendere i suoi risultati maggiormente immuni da tali errori è un'area di ricerca ancora aperta e da esplorare, in ogni caso la

struttura del modello stesso ben si presta all'introduzione di possibili soluzioni a questi problemi e verrà proposto un algoritmo di auto-correzione del modello.

Per testare la coerenza della teoria generalizzata e l'efficacia del modello unificato è stato realizzato un controllo ad orientamento di campo che utilizza, per il proprio funzionamento, alcune delle grandezze offerte da modello; un algoritmo per il controllo di un azionamento che si poggia sulla teoria generalizzata delle macchine elettriche sarà quindi formato principalmente da due parti, il modello ed il controllo della macchina.

Il primo capitolo è dedicato alla descrizione della teoria del modello generalizzato, dove, dopo una breve discussione sugli strumenti matematici adatti allo scopo, si entrerà direttamente nel dettaglio della struttura del modello stesso, precedendo in tal modo l'esposizione delle motivazioni che hanno condotto alla sua costituzione nella forma proposta. Questo modo inconsueto di procedere origina dal fatto che è necessario produrre un insieme di conoscenze condivise fra autore e lettore, in tal modo vengono gettate le fondamenta per successive discussioni concernenti la teoria generalizzata delle macchine.

Si anticipa solo il fatto che il modello è espresso nella notazione che fa uso dei sistemi bifase equivalenti, adottando di volta in volta quel sistema di riferimento che permetta una migliore soluzione del problema che si sta affrontando. Inoltre, si afferma che non vi è alcun legame fra i sistemi di riferimento propri del modello e quelli che verranno eventualmente utilizzati in un algoritmo di controllo macchina.

Nel primo capitolo è descritto anche un metodo per la risoluzione numerica del modello, in un certo senso questo argomento esulerebbe dal contesto che caratterizza la parte dell'esposizione in cui è inserito, nonostante ciò si è ritenuto opportuno intercalare tale tematica nell'esposizione dei principi della teoria generale, in quanto alla risoluzione numerica del modello sono connessi importanti ed interessanti aspetti riguardanti il principio di funzionamento e di utilizzo del modello stesso.

La formulazione più generale del modello richiede apparentemente un elevato numero di grandezze necessarie a caratterizzarlo e ciò può risultare sveniente per il suo reale utilizzo nel controllo delle macchine. Durante l'esposizione si giungerà ad una versione ridotta del modello che, pagando un piccolo prezzo in termini di generalità, consentirà di ridurre il numero di parametri necessari al modello stesso, numero che diminuirà ulteriormente qualora si intenda modellizzare alcune particolari tipologie di macchine, in quanto alcuni dei loro parametri saranno determinati per convenzione.

Il secondo ed il terzo capitolo rappresentano una sorta di estensione del primo, in quanto vi sono affrontate tematiche concernenti unicamente la modellizzazione delle macchine ed in particolare verranno elencate alcune soluzioni per la gestione del modello in assenza del trasduttore per la misura della posizione rotorica e l'influenza degli errori di misura nei confronti delle stime del modello e la soluzione proposta per migliorarne la tolleranza nei confronti di tali incertezze.

Nel quarto capitolo verrà introdotto il controllo ad orientamento di campo, nel quale la gestione della macchina è ottenuta mediante una opportuna regolazione delle correnti che la interessano; tale soluzione non rappresenta una novità e quindi verrà dato maggiormente risalto a quegli

accorgimenti volti ad incrementare l'efficacia del controllo e che introducono degli elementi di originalità.

Nell'ultimo capitolo verrà riportata una carrellata delle simulazioni e delle prove sperimentali effettuate con un azionamento gestito dall'algoritmo di controllo basato sulla teoria generalizzata; in tal modo è data una verifica sperimentale di questo approccio alle macchine elettriche ed è inoltre provata la possibilità del suo utilizzo in un sistema industriale dalle potenzialità di calcolo relativamente limitate.

CAPITOLO 1 - MODELLO GENERALIZZATO DELLA MACCHINA ELETTRICA

1.1 INTRODUZIONE

Nell'uso corrente, per modello si intende una rappresentazione di un oggetto costituita al fine di riprodurre alcune caratteristiche o comportamenti fondamentali. Un modello matematico è realizzato con i mezzi e gli strumenti della matematica il cui scopo è quello di descrivere, il più fedelmente possibile, il fenomeno o il processo in esame. Individuato un certo insieme di grandezze, ritenute idonee a rappresentare tale processo, si può affermare che il modello matematico è la relazione, espressa in termini matematici, che intercorre fra le grandezze appartenenti a tal gruppo. In tal senso, un modello matematico permette di ottenere l'andamento temporale dello "stato" del sistema, intendendo con stato la rappresentazione, espressa in termini matematici, dell'oggetto in questione.

Una classe molto importante di modelli matematici è quella in cui si fa uso di equazioni differenziali ottenute a partire dalle leggi che governano il sistema fisico oggetto dello studio. La struttura adottata per ottenere il modello generalizzato per macchine elettriche trifasi è quella che comunemente viene definita come Ingresso-Stato-Uscita. Con questa tipologia di modello è necessario suddividere le grandezze che appartengono e descrivono il sistema in quattro gruppi, ossia le variabili di ingresso, di stato, di uscita ed i parametri. Questa ripartizione è spesso suggerita o indotta dalle equazioni matematiche che descrivono il fenomeno. In genere, il legame matematico che intercorre fra le grandezze del sistema non è sufficiente per individuare i quattro gruppi fondamentali in quanto è necessario tener conto di come il sistema stesso interagisce con l'ambiente circostante.

- Con **variabili di ingresso** si intendono quelle variabili il cui andamento nel tempo è indipendente dallo stato del sistema stesso
- Con **variabili di stato** si intendono quelle grandezze la cui conoscenza è sufficiente per determinare tutte le altre variabili del sistema stesso
- Con **variabili di uscita** si intendono quelle grandezze appartenenti al sistema stesso ma che non sono né variabili di ingresso (non sono indipendenti) e non sono incluse nel gruppo delle variabili di stato (ossia non è necessaria la loro conoscenza per risalire alle altre variabili del sistema)

I coefficienti delle equazioni differenziali che costituiscono il modello vengono comunemente definiti come **parametri** del sistema (o del modello). E' importante sottolineare il fatto che tali parametri possano variare nel tempo (in modo dipendente o indipendente dallo stato del sistema). Inoltre può accadere che uno o più parametri siano anche grandezze fisiche di particolare interesse ed il ruolo di "parametro" è frutto di una scelta, ossia del modo in cui è stato definito il modello matematico del sistema. Ad esempio, in seguito si vedrà che la posizione del rotore è un parametro del modello; in questo caso il parametro è tempo-variante e rappresenta sicuramente una grandezza di spiccato rilievo, in quanto, nella maggior parte delle applicazioni in cui si farà uso del modello, è

necessario conoscerne il valore. In un certo senso i parametri possono essere visti come ingressi del sistema il cui andamento nel tempo non è determinato dal modello stesso (non sono né stati, né uscite) ma sono frutto di “elaborazioni” aggiuntive, elaborazioni che eventualmente possono tener conto dello stato del sistema stesso. Riallacciandosi all’esempio della posizione del rotore, si può notare come essa possa essere ottenuta tramite processi del tutto indipendenti dal modello, ad esempio utilizzando la posizione del rotore misurata con un idoneo trasduttore, oppure tramite algoritmi dedicati che sfruttano le variabili (ingressi, stati o uscite) del modello stesso, quali, ad esempio, le correnti o i flussi di macchina.

Di seguito, per rendere l’esposizione più concisa, al posto di variabili di ingresso, di stato e di uscita verrà utilizzata anche la forma ingressi, stati ed uscite del sistema.

Si intende ora riportare un esempio con cui si cercherà di chiarire ulteriormente i concetti fin ora esposti. Sia il sistema da modellare un induttore, le equazioni matematiche che ne descrivono il comportamento sono:

$$\begin{cases} v(t) = r \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} \\ \varphi(t) = L \cdot i(t) \end{cases}$$

dove:

- $v(t)$ rappresenta la tensione ai capi dell’induttore
- $\varphi(t)$ rappresenta il flusso magnetico concatenato con l’avvolgimento dell’induttore
- $i(t)$ rappresenta la corrente che attraversa l’induttore
- r rappresenta la resistenza dell’induttore
- L rappresenta l’induttanza dell’induttore

Per modellizzare il sistema è necessario suddividere le variabili che ne descrivono lo stato in ingressi, stati, uscite e parametri. Supponendo di conoscere il valore della resistenza e dell’induttanza risulta naturale inserire queste grandezze nel gruppo dei parametri, scelta avvalorata dal fatto che si ritengono i rispettivi valori costanti nel tempo. Per individuare gli ingressi è necessario vedere come il sistema (l’induttore) si relaziona con il mondo esterno; per cominciare supponiamo che ai capi dell’induttore vi sia collegato un generatore ideale. Se tale generatore è di tensione, sarà la tensione $v(t)$ ad essere definita come indipendente. Con ciò non si vuol esprimere il fatto che non vi sia alcuna relazione con le altre grandezze del sistema, ma piuttosto che tale variabile ha un andamento nel tempo che dipende da quello che “avviene” nell’ambiente circostante. Rimangono due grandezze da “incasellare”, corrente e flusso dell’induttore. Valutando le equazioni che descrivono il sistema si nota che vi è un legame fra queste due variabili, espresso dalla relazione $\varphi(t) = L \cdot i(t)$. Si può quindi concludere che per determinare tutte le variabili del modello sarà sufficiente conoscere solo una di queste due grandezze, potendo ricavare la rimanente tramite la suddetta equazione.

La ripartizione delle variabili del sistema nei gruppi fondamentali è quindi composta nel modo seguente:

$v(t)$	ingresso
$\varphi(t)$	stato
$i(t)$	uscita
r, L	parametri

mentre le equazioni matematiche del modello di un induttore alimentato da un generatore ideale di tensione sono (Nota 1):

$$\begin{cases} \dot{\varphi}(t) &= -\frac{r}{L} \cdot \varphi(t) + v(t) \\ i(t) &= \frac{1}{L} \cdot \varphi(t) \end{cases}$$

In questo caso il modello Ingresso-Stato-Uscita è definito del primo ordine in quanto racchiude un'unica equazione differenziale del primo ordine; generalmente, nel caso di modelli realizzati con equazioni differenziali del primo ordine si usa porre le stesse nella forma seguente:

$$\dot{s}(t) = A \cdot s(t) + B \cdot u(t)$$

dove:

- $\dot{s}(t), s(t)$ andamento dello/degli stato/i e delle rispettive derivate nel tempo
- $u(t)$ andamento dell'/degli ingresso/i nel tempo

Nell'uso corrente, la notazione utilizzata per i modelli Ingresso-Stato-Uscita di ordine generico descritti utilizzando equazioni differenziali del primo ordine è la seguente:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = [A] \cdot x(t) + [B] \cdot u(t) \\ y(t) = [C] \cdot x(t) + [D] \cdot u(t) \end{cases}$$

in cui la prima equazione è detta “**del movimento di stato**” mentre la seconda “**di uscita**” e dove:

$\dot{x}(t), x(t)$	matrice colonna di dimensione $[1 \times n]$, definito vettore degli stati , le cui componenti sono le variabili di stato in tal caso l'ordine del modello è pari ad n
$u(t)$	matrice colonna di dimensione $[1 \times m]$, definito vettore degli ingressi , le cui componenti sono gli m ingressi del sistema
$y(t)$	matrice colonna di dimensione $[1 \times h]$, definito vettore delle uscite , le cui componenti sono gli h uscite del sistema

Nota 1: Le notazioni $\dot{x}(t)$ e $\frac{dx(t)}{dt}$ intendono l'operatore di derivata effettuato sulla variabile $x(t)$, verranno utilizzate entrambe, preferendo la prima qualora si intenda privilegiare la snellezza dell'esposizione o la seconda quando si desideri mettere in risalto la dipendenza dal tempo.

Come già accennato in precedenza la suddivisione fra ingressi, stati ed uscite dipende sia dalla iterazione fra il sistema da modellare e l'ambiente, sia da scelte arbitrarie effettuate a seconda degli scopi per cui si costituisce il modello.

Generalmente gli ingressi sono quelle grandezze il cui andamento nel tempo è “forzato” dall'ambiente con cui il sistema in esame si trova ad interagire (nel caso dell'esempio precedente è il generatore che impone la tensione ai capi dell'induttore), è quindi buona prassi determinare i gruppi partendo proprio dagli ingressi in quanto vi è scarsa o nulla possibilità di scelta. Un discorso differente vale per le variabili di stato e le uscite; spesso, in tal caso, vi è la possibilità di scegliere, fra le grandezze totali del sistema al netto degli ingressi, quali saranno definite stati e quali saranno ingressi. A guidare tali scelte saranno considerazioni effettuate in base allo scopo ed i risultati che il modello del sistema dovrà ottenere. Continuando con la descrizione dei termini del modello, si definiscono:

$[A]$	matrice colonna di dimensione $[n \times n]$, detta matrice di transizione degli stati
$[B]$	matrice colonna di dimensione $[m \times n]$, detta matrice di ingresso
$[C]$	matrice colonna di dimensione $[n \times h]$, detta matrice di uscita
$[D]$	matrice colonna di dimensione $[m \times h]$, detta matrice di trasferimento diretto

Non è stata esplicitata la possibile dipendenza dal tempo di tali matrici (parametri), resta comunque inteso che vi sia la possibilità che uno o più termini di tali matrici siano tempo-varianti. Si vuole rimarcare ancora una volta il fatto che da un punto di vista concettuale non vi è molta differenza fra parametro o ingresso e la scelta di porre una grandezza, fra le innumerevoli appartenenti al sistema, nel gruppo degli ingressi piuttosto che in quello dei parametri è conseguenza di una scelta arbitraria legata al sistema da rappresentare.

1.2 COSTRUZIONE DEL MODELLO

In questa sezione verrà esposta la linea seguita per ottenere il modello generalizzato per macchine elettriche trifase.

Per definire il modello del motore occorre stabilire l'obiettivo che deve essere raggiunto e analizzare il contesto in cui verrà utilizzato. Il modello sarà usato per realizzare algoritmi di controllo in sistemi di azionamento dedicati a macchine elettriche trifase ed in particolare esso dovrà fornire l'andamento nel tempo dei flussi di macchina, ossia quella che comunemente viene definita come la stima dei flussi. La giustificazione di tale obiettivo è dovuta al fatto che i più evoluti algoritmi di controllo per macchine elettriche necessitano di una affidabile conoscenza dei flussi. Inoltre, il modello dovrà poter operare anche in assenza del trasduttore che misura la posizione relativa fra statore e rotore, in tal caso sarà il modello stesso a fornire tale grandezza.

Fin da subito si vuol mettere in evidenza il fatto che il modello è costituito utilizzando grandezze (ingressi, stati, uscite o parametri) espresse o aventi significato nei sistemi bifase equivalenti; infatti, come insegna la teoria delle macchine elettriche, è possibile ricondurre tutte le variabili riguardanti la macchina (ad esempio la terna delle correnti, la resistenza di una fase, ecc...) a sistemi bifase equivalenti, ottenendo, in tal modo, una notevole semplificazione delle equazioni che ne descrivono

il comportamento. I sistemi bifase, che d'ora in poi verranno anche chiamati sistemi d-q, sono intesi come sistemi cartesiani ove l'asse delle ascisse verrà indicato con asse-d e l'asse delle ordinate con asse-q.

1.2.1 Definizione dei sistemi di riferimento di statore e di rotore

Nel modello vengono presi in considerazione due sistemi, quello statorico e quello rotorico, il primo è un sistema d-q solidale allo statore mentre il secondo è solidale al rotore.

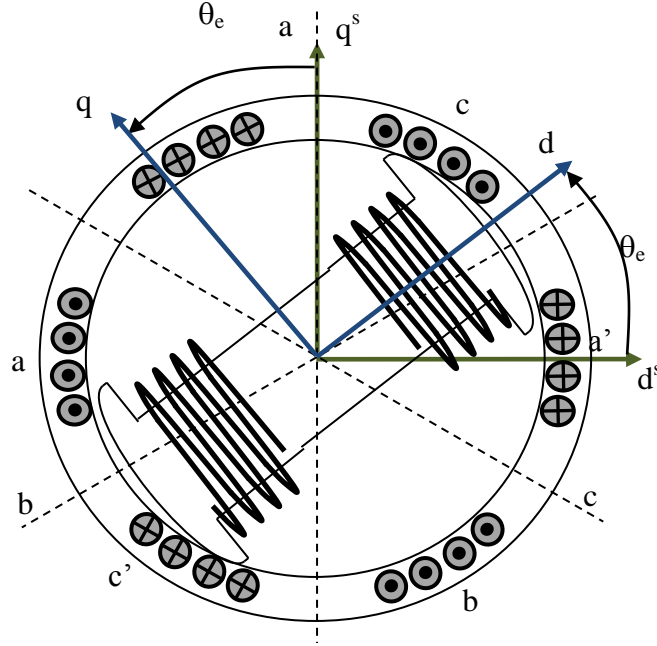


Fig. 1.1 Orientamento dei sistemi di riferimento statorico e rotorico rispetto agli avvolgimenti di statore e rotore (macchina WSRM)

Le differenze fra statore e rotore saranno chiarite in seguito, si anticipa solo il fatto che con tale denominazione non si ritiene il rotore (e quindi il sistema d-q ad esso associato) necessariamente come la parte “mobile” della macchina.

1.2.2 Definizione della matrice di rotazione

La matematica offre i mezzi per riportare le grandezze espresse in un generico sistema d-q in un altro sistema d-q a patto che sia nota la posizione relativa fra i due; la convenzione adottata è quella di riferire il sistema solidale al rotore rispetto a quello solidale allo statore tramite un angolo denominato $\vartheta(t)$; di conseguenza, per riportare un generico vettore dal sistema statorico a quello rotorico vale la formula seguente (Nota 2):

$$x^r = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta(t)) & \sin(\vartheta(t)) \\ -\sin(\vartheta(t)) & \cos(\vartheta(t)) \end{bmatrix} \cdot x^s = [T(\vartheta(t))] \cdot x^s$$

Nota 2: L'apice indica il sistema d-q in cui è rappresentata la grandezza, “s” per sistema statorico, “r” per sistema rotorico

con:

$$[T(\theta(t))] = \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & \sin(\theta(t)) \\ -\sin(\theta(t)) & \cos(\theta(t)) \end{bmatrix}$$

In cui $x^s = \begin{bmatrix} x_{sd}^s \\ x_{sq}^s \end{bmatrix}$ è una generica grandezza riferita al sistema statorico e $x^r = \begin{bmatrix} x_{rd}^r \\ x_{rq}^r \end{bmatrix}$ è la medesima qualora venga associata al sistema rotorico.

La matrice $[T(\theta(t))]$ è definita matrice di rotazione. Sempre al fine di alleggerire la notazione, la matrice di rotazione $[T(\theta(t))]$ verrà spesso indicata con $[T(\theta)]$, $[T(t)]$ o $[T]$.

1.2.3 Definizione delle caratteristiche principali della generica macchina elettrica

Il sistema da modellare è una “generica” macchina elettrica, ossia una macchina costituita principalmente da due parti, definite statore e rotore, la cui posizione relativa $\theta(t)$ può cambiare nel tempo e rispetto alle quali si danno le ipotesi seguenti:

- lo statore è sempre sede di un avvolgimento in quanto è la parte della macchina connessa con la sorgente di energia elettrica
- il rotore è la parte mobile della macchina

gli eventuali magneti fanno parte del rotore e la loro posizione rispetto ad esso non cambia nel tempo

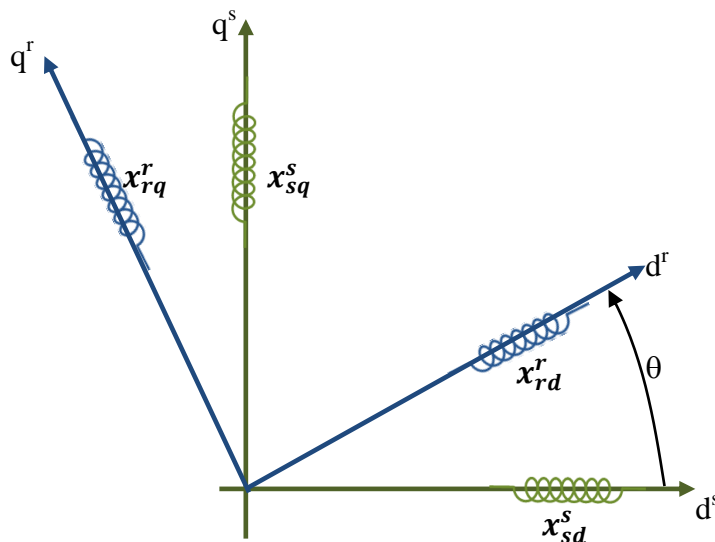


Fig. 1.2 Sistemi di riferimento naturale e grandezze ad essi associate

E' ora utile porre in evidenza alcune convenzioni adottate per una generica y_{axes}^{sys} :

- l'apice “sys” indica in quale sistema d-q essa è espressa, “s” per statorico, “r” per rotorico

- il pedice “*axes*” indica se la grandezza rappresenta l’ascissa o l’ordinata, “*d*” per asse-d, “*q*” per asse-q
- il pedice “*x*” indica se la grandezza è una variabile che concerne lo statore (“*s*”) o il rotore (“*r*”) del motore

1.2.4 Definizione del sistema di riferimento naturale

Con riferimento naturale di una generica grandezza del motore si intende il sistema d-q (statorico o rotorico) associato a quella parte del motore a cui tale grandezza “appartiene”, in tal caso l’apice “*sys*” ed il pedice “*x*” coincidono (ad esempio il riferimento naturale della corrente che percorre l’avvolgimento statorico è il sistema d-q statorico). Quando una grandezza è espressa nel riferimento naturale e non vi è il pericolo di fraintendimenti è possibile omettere l’apice “*sys*”.

1.2.5 Definizione del legame flussi correnti

Inizia ora l’esposizione delle equazioni che governano il funzionamento della macchina (e quindi utili alla costruzione del modello) partendo da quella che è definita “legame flussi-correnti”:

$$\varphi^r(t) = \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r(t) \\ \varphi_{sq}^r(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ \varphi_{rq}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^r(t) \\ i_{sq}^r(t) \\ i_{rd}^r(t) \\ i_{rq}^r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ \varphi_{esq}^r \\ \varphi_{erd}^r \\ \varphi_{erq}^r \end{bmatrix} = [L] \cdot i^r(t) + \varphi_e^r$$

dove:

$\varphi^r(t) = [\varphi_{sd}^r(t) \quad \varphi_{sq}^r(t) \quad \varphi_{rd}^r(t) \quad \varphi_{rq}^r(t)]^T$	vettore colonna i cui elementi sono i flussi di macchina espressi nel sistema di riferimento rotorico
$i^r(t) = [i_{sd}^r(t) \quad i_{sq}^r(t) \quad i_{rd}^r(t) \quad i_{rq}^r(t)]^T$	vettore colonna i cui elementi sono le correnti di macchina espresse nel sistema di riferimento rotorico
$[L]$	definita “ matrice delle induttanze ”, ha lo scopo di modellizzare i fenomeni di auto e mutua induttanza propri degli avvolgimenti di statore e di rotore
$\varphi_e^r = [\varphi_{esd}^r \quad \varphi_{esq}^r \quad \varphi_{erd}^r \quad \varphi_{erq}^r]^T$	definito “ vettore dei flussi prodotti dai magneti ”, ha lo scopo di modellizzare l’ effetto dei magneti nei confronti dei flussi che si concatenano con gli avvolgimenti di statore e di rotore

Per definizione il legame flussi-correnti è rappresentato nel sistema rotorico, quindi, in modo del tutto equivalente, il sistema rotorico è quel sistema d-q in cui sia possibile esprimere il legame fra i flussi e le correnti di macchina con una relazione lineare del tipo $\varphi(t) = [L] \cdot i(t) + \varphi_e$ per la quale i coefficienti $[L]$ e φ_e non dipendano dalla posizione relativa fra il sistema di riferimento statorico e quello rotorico.

Per la realizzazione del modello il legame flussi-correnti è di fondamentale importanza in quanto è con questa equazione che vengono considerate le eventuali anisotropie o la presenza dei magneti. Con anisotropia si intende il fatto che, in un generico sistema d-q, le mutue o le autoinduttanze

possano assumere valori differenti per i due assi. La modellizzazione di questa caratteristica della macchina elettrica andrà quindi ricercata in un particolare sistema d-q (definito appunto rotorico) in cui gli elementi della matrice delle induttanze non dipendano dalla posizione $\mathcal{A}(t)$.

In questo studio si analizzeranno solamente i casi in cui $\varphi_{esq}^r = 0$ e $\varphi_{erd}^r = 0$, e che, nella simultanea presenza di magneti e avvolgimento di rotore, i campi magnetici da essi prodotti siano sempre in fase. Questa assunzione permetterà di ottenere notevoli benefici nella realizzazione di controlli sensorless, ossia di sistemi di controllo che non prevedano la misura diretta della posizione del rotore rispetto allo statore ma che risalgono ad essa mediante opportuni algoritmi che utilizzano le informazioni ottenute dal modello.

1.2.5 Flusso prodotto dai magneti e relativa modellizzazione

Un discorso particolare meritano le macchine in cui vi sia la presenza di magneti, in esse i flussi concatenati con gli avvolgimenti sono l'effetto combinato delle correnti degli avvolgimenti e dei magneti. Avendo definito il rotore come quella parte della macchina che “comprende” i magneti ed avendo supposto che la loro posizione rispetto ad esso non vari, è possibile esprimere una ulteriore qualità del sistema di riferimento rotorico, ossia il sistema di riferimento rotorico è quel sistema d-q in cui l'asse-d ed il flusso generato dai magneti sono in fase.

Si vuole ora approfondire la definizione del vettore del flusso prodotto dai magneti, parametro che serve a modellare l'effetto che i magneti hanno sui campi di statore e di rotore:

$$\varphi_e^r = \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ 0 \\ \varphi_{erd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

Un “effetto” che è sicuramente “misurabile” è il flusso che si concatena con l'avvolgimento statorico, ossia, da un punto di vista teorico, è sempre possibile misurare con prove sperimentali il flusso prodotto dai magneti che si concatena con il circuito di statore ed il termine φ_{esd}^r ne quantifica l'entità. Il terzo membro, che modella l'effetto dei magneti nel circuito rotorico, necessita di alcune considerazioni; infatti per alcune tipologie di macchine elettriche può essere impossibile misurare tale parametro e quindi, per risolvere questa mancanza, è necessario trovare una espressione che metta in relazione il coefficiente φ_{erd}^r con φ_{esd}^r . A tal fine si prende in considerazione il legame flussi-correnti riportato solamente per gli assi-d dei riferimenti di statore e di rotore:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r \\ \varphi_{rd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & L_{md}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & L_{rd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^r \\ i_{rd}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ \varphi_{erd}^r \end{bmatrix}$$

Supponendo nulle le correnti di rotore:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^r \\ i_{rd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ed evidenziando il legame flussi risultante:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r \\ \varphi_{rd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & L_{md}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & L_{rd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ \varphi_{erd}^r \end{bmatrix}$$

si ottiene che:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r \\ \varphi_{rd}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ \varphi_{erd}^r \end{bmatrix}$$

Si vuol ora trovare la corrente di rotore equivalente, ossia, supponendo di “eliminare” i magneti si desidera determinare il valore che la corrente di rotore dovrebbe assumere per generare il medesimo flusso concatenato con il circuito di rotore nel caso precedente, cioè in presenza di magneti e con correnti nulle:

$$\varphi_{rd}^r = \varphi_{erd}^r \Rightarrow \varphi_{erd}^r = L_{rd} \cdot i_{rd}^r \Rightarrow i_{rd}^r = \frac{\varphi_{erd}^r}{L_{rd}}$$

In questa condizione, ossia di rappresentare l'effetto dei magneti con la sola corrente di rotore equivalente, il legame flussi-correnti permette di ottenere il flusso che si concatena con il circuito di statore:

$$\varphi_{sd}^r = L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot i_{rd}^r = \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{erd}^r$$

Nel circuito di statore i soli magneti inducono un flusso pari a $\varphi_{sd}^r = \varphi_{esd}^r$ mentre la corrente di rotore equivalente ha un effetto pari a $\varphi_{sd}^r = \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{erd}^r$, quindi è possibile ottenere:

$$\varphi_{esd}^r = \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{erd}^r$$

da cui:

$$\varphi_{erd}^r = \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} \cdot \varphi_{esd}^r$$

Che rappresenta appunto il legame tra i coefficienti che modellizzano l'effetto dei magneti nei rispettivi avvolgimenti ed è quindi possibile dare una ulteriore espressione per il vettore del flusso prodotto dai magneti:

$$\varphi_e^r = \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ 0 \\ \varphi_{erd}^r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ 0 \\ L_{rd} / L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot \varphi_{esd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

1.2.6 Equazioni di maglia degli avvolgimenti di statore e di rotore

L'altra equazione fondamentale per la realizzazione del modello è quella che rappresenta le equazioni di maglia degli avvolgimenti, scritte riferendosi ai rispettivi riferimenti naturali. In tal caso le equazioni, valutate per ognuno dei due avvolgimenti nelle componenti di asse-d e di asse-q, sono formalmente simili al caso dell'induttore analizzato in precedenza:

$$v(t) = \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \\ v_{rd}^r(t) \\ v_{rq}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) \\ i_{sq}^s(t) \\ i_{rd}^r(t) \\ i_{rq}^r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{sq}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{rd}^r(t) \\ \dot{\varphi}_{rq}^r(t) \end{bmatrix} = [R] \cdot i(t) + \dot{\varphi}(t)$$

dove:

$v(t) = [v_{sd}^s(t) \quad v_{sq}^s(t) \quad v_{rd}^r(t) \quad v_{rq}^r(t)]^T$	definito “ vettore delle tensioni di macchina ”, comprende le tensioni ai capi degli avvolgimenti del motore, espresse nei rispettivi riferimenti naturali
$\varphi(t) = [\varphi_{sd}^s(t) \quad \varphi_{sq}^s(t) \quad \varphi_{rd}^r(t) \quad \varphi_{rq}^r(t)]^T$	definito “ vettore dei flussi di macchina ”, comprende i flussi che si concatenano con gli avvolgimenti del motore, espressi nei rispettivi riferimenti naturali
$i(t) = [i_{sd}^s(t) \quad i_{sq}^s(t) \quad i_{rd}^r(t) \quad i_{rq}^r(t)]^T$	definito “ vettore delle correnti di macchina ”, comprende le correnti che percorrono gli avvolgimenti del motore, espresse nei rispettivi riferimenti naturali
$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$	definita “ matrice delle resistenze “, comprende i valori delle resistenze degli avvolgimenti di statore e di rotore riportate nei sistemi bifase equivalenti

1.2.7 Considerazioni sui sistemi di riferimento in uso nel modello

Si vuol evidenziare il fatto che le equazioni fondamentali del modello, legame flussi-correnti ed equazioni di maglia, non sono riferite agli stessi sistemi di riferimento; il legame flussi-correnti è espresso nel sistema rotorico in quanto è proprio la definizione stessa di sistema rotorico, ossia quello in cui è possibile trovare tale legame per cui non compaia la dipendenza dalla posizione del

rotore, che obbliga a questa soluzione. Le equazioni di maglia sono scritte nei sistemi di riferimento naturali, tale scelta, come quella di esprimere le equazioni differenziali del modello nei medesimi sistemi di riferimento, verrà giustificata ed analizzata nelle prossime pagine. Si anticipa subito il fatto che, durante tutto lo studio che verrà proposto in seguito, si adotteranno quei sistemi di riferimento più idonei a risolvere le problematiche da affrontare. Questo tipo di approccio non deve indurre il dubbio che, nella effettiva implementazione del modello nei sistemi di controllo per macchine elettriche, verranno utilizzati un elevato numero di sistemi di riferimento e di traslazioni di una generica grandezza fra un sistema ed un altro. I risultati che verranno proposti faranno capo a solamente due sistemi di riferimento, di statore e di rotore, e richiederanno un uso relativamente ridotto delle matrici di rotazione. Un'altra perplessità che potrebbe sorgere è data dall'utilizzo di due sistemi di riferimento che sembra stridere con l'abitudine e la convenienza di produrre algoritmi di controllo motore che si riferiscano ad un solo sistema di riferimento. In tal senso si risponde ricordando che l'obiettivo fondamentale del modello è quello di fornire una serie di grandezze utili ad un eventuale algoritmo di controllo (stima dei flussi, posizione meccanica, costante di coppia, ...) e l'uso di particolari sistemi di riferimento nella costruzione e nella implementazione del modello non deve essere necessariamente condivisa dall'algoritmo di controllo. Sarà premura dell'autore evidenziare i sistemi di riferimento utilizzati nella esposizione, indicandoli esplicitamente oppure mediante l'uso opportuno degli apici che segnalano in quale sistema una generica grandezza venga espressa.

1.2.8 Ripartizione delle grandezze del modello nei gruppi fondamentali

Supponendo che l'inverter che alimenti la macchina sia a tensione impressa si stabilisce che le variabili di ingresso sono le tensioni $v(t)$ ai capi degli avvolgimenti. Inoltre, dal legame flussi-correnti si può notare che, note le matrici $[L]$ e ϕ_e^r , è sufficiente la sola conoscenza di uno solo fra i due vettori $\phi(t)$ e $i(t)$ per ricavare il rimanente. Quindi, nel gruppo delle variabili di stato è possibile ascrivere solo uno di questi due insiemi e, visto l'obiettivo primario del modello, la scelta è ricaduta sul vettore dei flussi $\phi(t)$. Le matrici $[L]$, $[R]$ e ϕ_e^r sono ritenuti parametri del sistema e quindi non necessariamente dipendenti dallo stato del motore. Nella realtà tali legami esistono (ad esempio le induttanze dipendono dal livello di saturazione magnetica e quindi sono correlate ai flussi di macchina), ma, nel modello costituito, non si è voluto rendere esplicite queste relazioni in quanto l'obiettivo è quello di ricavare l'andamento dei flussi di macchina. Risulterà evidente come l'efficienza del modello (efficienza intesa come precisione della previsione delle variabili di stato e di uscita) dipenda dal grado di attendibilità che è possibile assegnare ai parametri del modello stesso. In tal senso si potrebbe proporre un "metodo" per aggiornare e rendere più coerenti i loro valori ma, in ogni caso, la struttura fondamentale del modello rimarrebbe sempre la stessa. A cambiare sarebbero solamente i parametri secondo leggi che possano tener conto dello stato del sistema (ad esempio valutando il grado di saturazione mediante i flussi di macchina) oppure in modo indipendente da esso (ad esempio regolando le resistenze degli avvolgimenti in funzione della temperatura del motore).

1.2.9 Definizione della matrice di rotazione del modello

Per giungere alle equazioni matematiche che costituiscono il modello si definisce come “matrice di rotazione del modello” la seguente struttura:

$$[Tm(\theta(t))] = [Tm(t)] = [Tm] = \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & \sin(\theta(t)) & 0 & 0 \\ -\sin(\theta(t)) & \cos(\theta(t)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La matrice di rotazione del modello $[Tm]$ rappresenta il legame che intercorre fra un generico vettore colonna le cui componenti siano tutte espresse nel sistema rotorico e la rappresentazione del medesimo vettore nel quale i membri siano riferiti nei rispettivi sistemi naturali:

$$x^r = [Tm] \cdot x$$

dove:

$$x = \begin{bmatrix} x_{sd}^s \\ x_{sq}^s \\ x_{rd}^r \\ x_{rq}^r \end{bmatrix}$$

e

$$x^r = \begin{bmatrix} x_{sd}^r \\ x_{sq}^r \\ x_{rd}^r \\ x_{rq}^r \end{bmatrix}$$

Le figure seguenti schematizzano la “traslazione” di una generica grandezza dal sistema di riferimento di statore a quello di rotore:

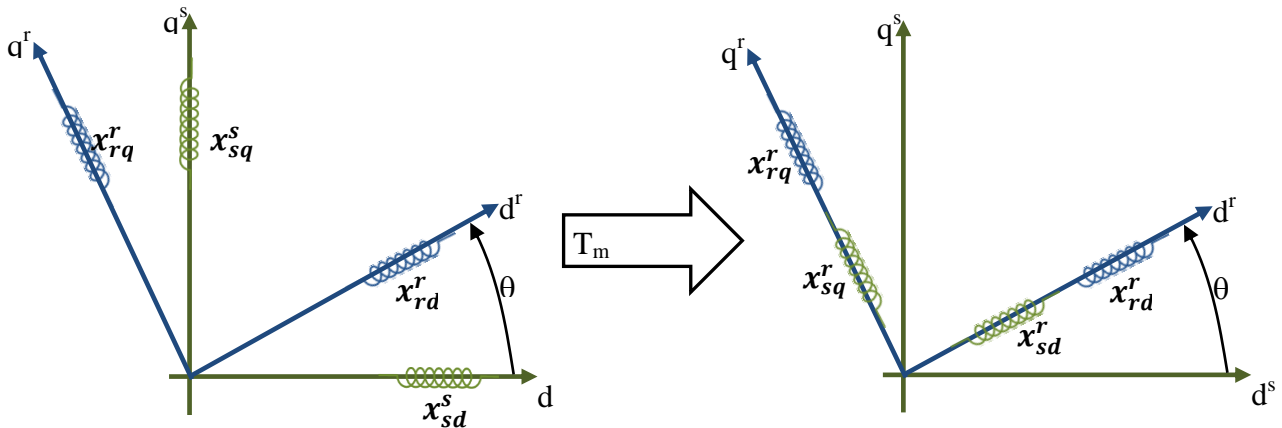


Fig. 1.3 Rappresentazione dell'utilizzo della matrice T_m per la rappresentazione delle grandezze nel sistema di riferimento rotorico

1.2.10 Formulazione matematica del modello

Invertendo l'equazione di legame flussi-correnti e utilizzando la matrice di rotazione del modello si giunge all'espressione:

$$i(t) = [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot ([Tm] \cdot \varphi(t) - \varphi_e^r) = [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) - [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r$$

Che sostituita nelle equazioni di maglia porge:

$$v(t) = [R] \cdot i(t) + \dot{\varphi}(t) = [R] \cdot [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) - [R] \cdot [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + \dot{\varphi}(t)$$

E quindi, dopo brevi passaggi (Nota 3), si giunge alla formulazione matematica del modello generalizzato per motori elettrici trifase:

$$\begin{cases} \dot{\varphi}(t) &= -[Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) + [Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v(t) \\ i(t) &= [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) - [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r \end{cases}$$

che corrisponde alla forma canonica per modelli Ingresso-Stato-Uscita, in cui:

$\varphi(t) = [\varphi_{sd}^s \quad \varphi_{sq}^s \quad \varphi_{rd}^r \quad \varphi_{rq}^r]^T$	variabili di stato
$u(t) = [v_{sd}^s \quad v_{sq}^s \quad v_{rd}^r \quad v_{rq}^r \quad \varphi_{es} \quad 0 \quad \varphi_{er} \quad 0]^T$	variabili di ingresso
$i(t) = [i_{sd}^s \quad i_{sq}^s \quad i_{rd}^r \quad i_{rq}^r]^T$	variabili di uscita
$[A] = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)]$	matrice di transizione degli stati
$[B] = [I] \quad [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm]^{-1}$	matrice di ingresso
$[C] = [Tm(t)]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)]$	matrice di uscita
$[D] = [0] \quad -[Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1}$	matrice di trasferimento diretto

Nota 3: Dall'equazione di partenza:

$$v(t) = [R] \cdot [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) - [R] \cdot [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + \dot{\varphi}(t)$$

utilizzando l'uguaglianza:

$$[R] \cdot [Tm]^{-1} = [Tm]^{-1} \cdot [R]$$

si ottiene:

$$v(t) = [Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) - [Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + \dot{\varphi}(t)$$

da cui:

$$\dot{\varphi}(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) + [Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v(t)$$

Come si può vedere, anche nell'ipotesi di considerare le matrici delle resistenze, delle induttanze ed il flusso di magnetizzazione costanti nel tempo, il modello ottenuto è di tipo tempo-variante in quanto, a causa della presenza di termini legati alla posizione del sistema rotorico nelle matrici $[A]$ $[B]$ $[C]$ e $[D]$, i coefficienti delle equazioni differenziali non sono costanti nel tempo.

Dati i valori iniziali dei flussi di macchina e della posizione del sistema d-q rotorico, noti i parametri del motore (matrici delle induttanze, delle resistenze e flusso di magnetizzazione), risolvendo il sistema di equazioni differenziali espresso con l'equazione di movimento di stato si otterrà l'andamento dei flussi in funzione del tempo che, congiuntamente all'equazione di uscita, permetterà di ricavare il valore delle correnti che circolano nei rispettivi avvolgimenti.

1.3 CONCETTO DI AVVOLGIMENTO DI ROTORE VIRTUALE

La struttura del modello prevede la presenza di un avvolgimento di rotore nel quale si concateni il corrispondente flusso di rotore la cui esistenza è di fondamentale importanza nei controlli sensorless e, in ogni caso, permette di generalizzare dei concetti e delle strategie che possono essere di grande aiuto negli algoritmi di controllo motore.

Nei motori asincroni la modellizzazione del circuito di rotore è dedotta direttamente dalla struttura fisica della macchina, in altre tipologie di macchine quali, ad esempio, i motori sincroni a riluttanza, tale concetto è meno chiaro in quanto, fisicamente, non esiste alcun avvolgimento. Nulla vieta di ipotizzare che, in suddette macchine, vi sia un circuito di rotore di resistenza infinita in cui si possa concatenare un flusso magnetico, in tal caso quindi, si parlerà di avvolgimento di rotore virtuale.

Se nelle macchine ad induzione il flusso di rotore è il risultato del mutuo accoppiamento degli avvolgimenti dei due sistemi, nel caso di macchine con l'avvolgimento di rotore virtuale esso sarà l'effetto del solo circuito di statore che si "trasmette" attraverso l'accoppiamento magnetico presente fra statore e rotore. Anzi, in tal caso è utile prevedere che vi sia mutua induttanza solamente in un solo asse (per convenzione l'asse-d), in questo modo vi è la certezza che il flusso di rotore abbia sempre lo stesso orientamento rispetto al sistema d-q di rotore e di conseguenza, essendo tale sistema di riferimento solidale al rotore, risalire alla conoscenza della fase relativa fra flusso di rotore e sistema d-q statorico equivale a determinare la posizione del rotore. Il circuito di rotore virtuale viene modellizzato agendo sulle matrici dei parametri del modello, ossia sulla matrice delle resistenze e delle induttanze. Nella matrice delle resistenze $[R]$ gli elementi sulla diagonale che corrispondono al circuito di rotore virtuale tendono ad infinito e di conseguenza le rispettive correnti di rotore saranno nulle.

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} i_{rd}^r \\ i_{rq}^r \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matrice delle induttanze $[L]$ viene strutturata in modo tale da garantire che i fenomeni di mutuo accoppiamento fra i due avvolgimenti avvengano solo per un'unica direzione privilegiata (asse-d) e questo risultato è ottenuto ponendo $L_{md}^{s \rightarrow r} \neq 0$ e $L_{mq}^{s \rightarrow r} = 0$, quindi:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \Rightarrow [L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{rq} \end{bmatrix}$$

Nel caso in cui non vi sia alcun circuito di rotore si utilizzano le corrispettive rappresentazioni virtuali ($r_r \rightarrow \infty$) e quindi gli elementi della matrice $[L]$ che corrispondono ad esse sono determinati per convenzione in quanto, mancando il reale avvolgimento, non possono essere misurati nemmeno da un punto di vista teorico. La scelta è stata quella di usare, al posto di L_{rd}, L_{rq} , le induttanze di statore L_{sd}, L_{sq} preservando, in tal modo, l'invertibilità della matrice delle induttanze che sarebbe mancata nel caso in cui alle autoinduttanze di rotore fossero stati assegnati dei valori nulli. Le mutue induttanze $L_{md}^{r \rightarrow s}, L_{mq}^{r \rightarrow s}$ possono essere scelte arbitrariamente purché maggiori di zero e inferiore a L_{rd}, L_{rq} (per mantenere significativo il rapporto $\frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}}$ che compare nell'espressione che lega i coefficienti che modellizzano l'effetto dei magneti e in altre relazioni che verranno esposte in seguito), quindi:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \Rightarrow [L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$$

Come visto pocanzi, per garantire l'unidirezionalità del flusso di rotore nel sistema rotorico, si fissano le mutue induttanze rotore-statore in modo da rispettare le regole seguenti:

- $L_{md}^{s \rightarrow r} \neq 0$
- $L_{mq}^{s \rightarrow r} = 0$

Laddove vi sia la modellizzazione virtuale per il circuito di rotore di asse-d le mutue induttanze

$L_{md}^{s \rightarrow r}, L_{md}^{r \rightarrow s}$ devono essere diverse da zero e per convenzione verrà loro assegnato lo stesso valore, ossia si pone: $L_{md}^{s \rightarrow r} = L_{md}^{r \rightarrow s}$

1.3.1 Esempio di modellizzazione del circuito di rotore virtuale per motore sincrono a riluttanza

In un sincrono a riluttanza non esiste alcun avvolgimento di rotore, è quindi necessario utilizzare la rappresentazione “virtuale” per entrambi gli assi del sistema d-q rotorico e la matrice $[R]$ diviene:

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix} \Rightarrow i_{rd}^r, i_{rq}^r = 0$$

mentre, ponendo:

$L_{md}^{s \rightarrow r} = L_{md}^{r \rightarrow s}$	$L_{rd} = L_{sd}$
$L_{mq}^{s \rightarrow r} = 0$	$L_{rq} = L_{sq}$

la matrice delle induttanze diviene:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$$

e quindi, essendo $i_{rd}^r, i_{rq}^r = 0$, si possono dare per i flussi le seguenti espressioni:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r = L_{sd} \cdot i_{sd}^r \\ \varphi_{sq}^r = L_{sq} \cdot i_{sq}^r \\ \varphi_{rd}^r = L_{md}^{s \rightarrow r} \cdot i_{sd}^r \\ \varphi_{rq}^r = 0 \end{bmatrix}$$

1.3.2 Esempio di modellizzazione del circuito di rotore virtuale per motore sincrono a rotore avvolto

In un sincrono a rotore avvolto, supponendo di orientare il sistema d-q rotorico in modo che all'asse-d corrisponda il circuito di rotore, è necessario usare la rappresentazione virtuale unicamente per l'asse-q ottenendo in tal modo una matrice $[R]$ nella seguente forma:

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix} \Rightarrow i_{rq}^r = 0$$

In macchine per le quali la rappresentazione bifase equivalente del circuito rotorico abbia la caratteristica di essere “unipolare”, ossia di riguardare solo uno dei due assi del sistema d-q rotorico (per convenzione asse-d), la matrice $[L]$ verrà costituita utilizzando, per gli elementi che riguardano tale asse, i valori “misurabili”, in quanto, anche se “polarizzato”, l’esistenza del circuito di rotore garantisce che, da un punto di vista teorico, sia possibile determinarne i coefficienti di auto e mutua induttanza. Per l’asse “privo” di circuito rotorico (per convenzione asse-q) si deve utilizzare la rappresentazione virtuale e quindi per i relativi elementi della matrice delle induttanze si adotteranno i corrispondenti dell’avvolgimento di statore.

Rifacendosi ancora all’esempio del motore sincrono a rotore avvolto, la matrice $[L]$ diverrà:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$$

ed i flussi:

$$\begin{cases} \varphi_{sd}^r = L_{sd} \cdot i_{sd}^r + L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot i_{rd}^r \\ \varphi_{sq}^r = L_{sq} \cdot i_{sq}^r \\ \varphi_{rd}^r = L_{md}^{s \rightarrow r} \cdot i_{sd}^r + L_{rd} \cdot i_{rd}^r \\ \varphi_{rq}^r = 0 \end{cases}$$

Come si può vedere l’accoppiamento magnetico fra il circuito di statore e quello virtuale di rotore è garantito dal terzo elemento della prima colonna della matrice $[L]$, mentre il vincolo che esso avvenga solo lungo l’asse-d è soddisfatto dal porre pari a zero il quarto membro della seconda colonna. A questo punto è possibile notare il fatto come la matrice delle induttanze non sia simmetrica e, soprattutto, si può porre l’obiezione che il l’accoppiamento magnetico fra i due avvolgimenti, nei confronti dell’asse-q, sia “unidirezionale”, ossia che la corrente di statore di asse-q non influenzi il flusso di rotore mentre una ipotetica corrente di rotore avrebbe effetto sul flusso di statore. Se da un punto di vista fisico questa caratteristica è singolare (Nota 4), dal lato pratico e della realizzazione del modello non pone problemi in quanto, a causa della resistenza che tende ad un valore infinito, il circuito rotorico virtuale non sarà sede di una corrente elettrica e quindi, di fatto, non influenzerà mai il flusso di statore. L’asimmetria della matrice $[L]$ non pone quindi problemi ed è anzi causa di effetti benefici che verranno presto chiariti.

Nota 4: In pratica si tratta di immaginare l’esistenza di due avvolgimenti mutuamente accoppiati, ma mentre quello che è definito di rotore può effettivamente influenzare quello definito di statore, non avviene l’opposto, ossia il circuito di rotore non è influenzato da quello di statore che, per così dire, conosce solo il fenomeno della auto induttanza; in un certo senso, utilizzando una terminologia caratteristica nello studio delle macchine elettriche, l’avvolgimento di statore è sede di soli flussi dispersi, intendendo con flussi dispersi quella porzione di campo che non si concatena anche con il circuito di rotore.

Si desidera ora porre l'attenzione su un aspetto fondamentale, le macchine elettriche prive di un reale avvolgimento di rotore richiedono la sua modellizzazione attraverso la rappresentazione virtuale, ossia si suppone che ne esista uno di resistenza infinita e questa peculiarità è rappresentata agendo sulla matrice delle resistenze. In tal senso sarebbe necessario e sufficiente solo questo accorgimento per mantenere anche in tale tipologie di macchine il concetto di circuito di rotore (e, cosa più importante come verrà in seguito dimostrato, di flusso di rotore). La scelta di agire anche sulla matrice delle induttanze in modo da garantire l'unidirezionalità del flusso di rotore nel sistema rotorico è arbitraria e, come si vedrà in seguito, giustificabile con la generalità e l'estensione di concetto quali l'orientamento di campo, la coincidenza fra sistema rotorico e del flusso di rotore che saranno presto esposti. Il legittimo dubbio concernente la rappresentabilità di grandezze che tendono ad infinito sarà dissipato durante l'esposizione delle metodiche proposte per la risoluzione e l'implementazione delle equazioni del modello, in cui si potrà verificare che tali grandezze compaiono a "denominatore" portando all'eliminazione di alcuni termini dell'equazione generale.

1.3.3 Definizione del sistema del flusso di rotore

Per concludere si può affermare che in macchine in cui l'avvolgimento rotorico di asse-q sia virtuale, il flusso di rotore sarà sempre in fase con l'asse-d del sistema rotorico. Se si definisce come sistema di riferimento del flusso di rotore quel sistema d-q il cui asse-d sia in fase con il flusso di rotore, si può affermare che, in questa tipologia di macchine, il sistema rotorico e quello del flusso di rotore coincidono; in ogni caso comunque, la definizione di sistema del flusso di rotore mantiene la sua validità per ogni tipologia di macchina. Per convenzione, il sistema di riferimento del flusso di rotore e le grandezze ed esso riferite verranno indicati con l'apice "e".

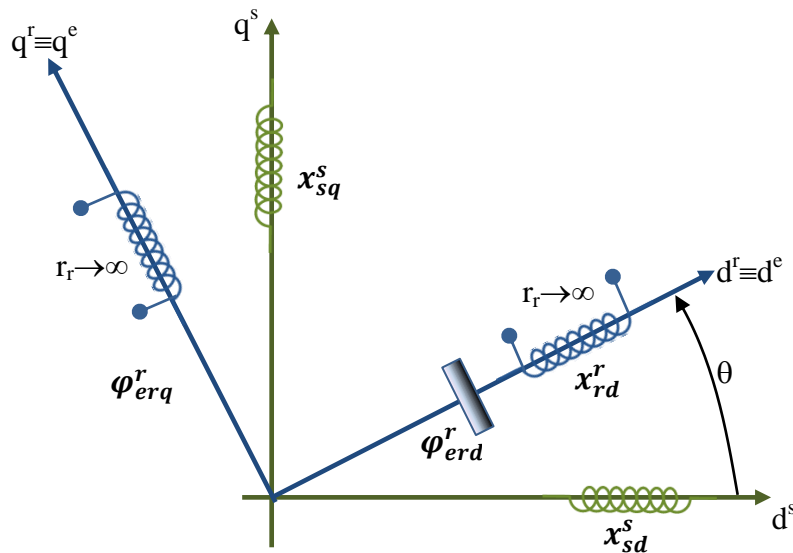


Fig. 1.4 Sistema del flusso di rotore per motore brushless

1.4 CASI SIGNIFICATIVI DEL MODELLO GENERALIZZATO

Il modello per macchina elettrica ha una valenza generale in quanto può essere utilizzato per diversi tipi di motore; verranno ora evidenziati alcuni casi di particolare rilievo e che fanno riferimento alle principali categorie di macchine, ossia motori ad induzione (IM), motori sincroni a riluttanza (SRM), motori brushless (PMSM), motori sincroni a magneti “affogati” (IPM) e sincroni a rotore avvolto (WRSM).

1.4.1 Modello per macchina ad induzione

Nei motori ad induzione vi sono sia l'avvolgimento di statore che quello di rotore, non è quindi necessario utilizzare il concetto di circuito virtuale e la matrice delle induttanze resta simmetrica. Inoltre non vi è anisotropia nel legame flussi-correnti e quindi è possibile costituire la matrice $[L]$ utilizzando gli stessi coefficienti per entrambi gli assi. Il porre pari a zero le tensioni ai capi dell'avvolgimento rotorico modella una macchina in cui tale avvolgimento è chiuso in corto circuito, quali, ad esempio, motori asincroni a gabbia di scoiattolo mentre la simmetria della matrice delle induttanze è dovuta alla essenziale isotropia propria di questa tipologia di macchina.

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

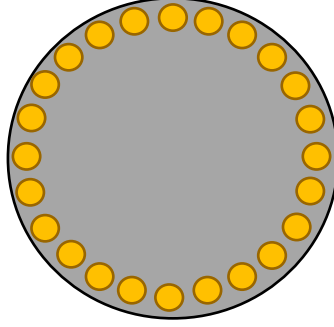
$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$\varphi_e^r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{sq}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{rd}^r(t) \\ \dot{\varphi}_{rq}^r(t) \end{bmatrix} = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ \varphi_{rq}^r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd}^s(t) \\ \dot{i}_{sq}^s(t) \\ \dot{i}_{rd}^r(t) \\ \dot{i}_{rq}^r(t) \end{bmatrix} = [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ \varphi_{rq}^r(t) \end{bmatrix}$$

Schematizzazione delle macchine modellabili secondo la metodologia proposta



Induction Machine IM

1.4.2 Modello per macchina motore sincro a riluttanza

Nei motori sincroni a riluttanza non esiste l'avvolgimento di rotore, in tal caso è necessario usare il concetto circuito di rotore virtuale per entrambi gli assi del sistema d-q rotorico, in questo caso la matrice $[L]$ diverrà asimmetrica ed è inoltre necessario modellizzare l'anisotropia propria di questo tipo di macchina. Anche le tensioni ai capi dell'avvolgimento di rotore sono "virtuali", ma il loro valore non influenza il comportamento del modello in quanto i circuiti su cui agiscono hanno resistenza infinita, in ogni caso, per convenzione, si pone il loro valore pari a zero. Nell'equazione del movimento di stato si è voluto porre in evidenza il fatto che la componente di asse-q del flusso di rotore e le correnti per gli avvolgimenti virtuali di rotore siano nulle.

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix}$$

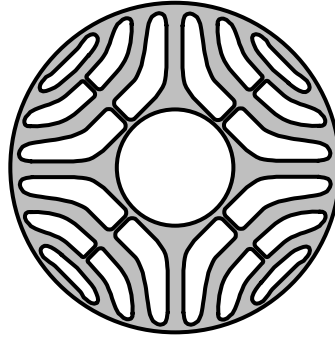
$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\varphi_e^r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{sq}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) \\ i_{sq}^s(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Schematizzazione delle macchine modellabili secondo la metodologia proposta



Reluctance Synchronous Motor R-SM

1.4.3 Modello per macchina motore sincrono brushless

Per motori brushless valgono considerazioni analoghe a quelle riportate per motori a riluttanza con l'aggiunta del termine φ_e^r che tiene in conto la presenza dei magneti, in questo caso si è supposto il rotore totalmente isotropo.

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix}$$

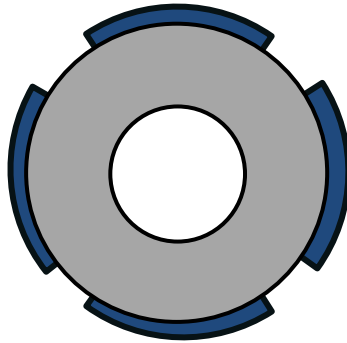
$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}$$

$$\varphi_e^r = \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ 0 \\ L_s / L_m \cdot \varphi_{esd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{sq}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} + [Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) \\ i_{sq}^s(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} - [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r$$

Schematizzazione delle macchine modellabili secondo la metodologia proposta



Surface Permanent Magnet Synchronous Motor SPM-SM

1.4.4 Modello per macchina motore sincrono a magneti “affogati”

Il modello per motori sincroni a magneti “affogati” comprende le caratteristiche salienti proprie delle due tipologie di macchine sincrone precedentemente esposte, in quanto si suppone che il rotore sia anisotropo e che includa nella propria struttura i magneti. La relativa modellizzazione dovrà quindi tener conto di questi due aspetti, si può anzi dire che, in quest’ottica, i modelli per motori sincroni a riluttanza e quelli che comunemente vengono definiti brushless sono casi particolari del modello per motore sincrono a magneti affogati.

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix}$$

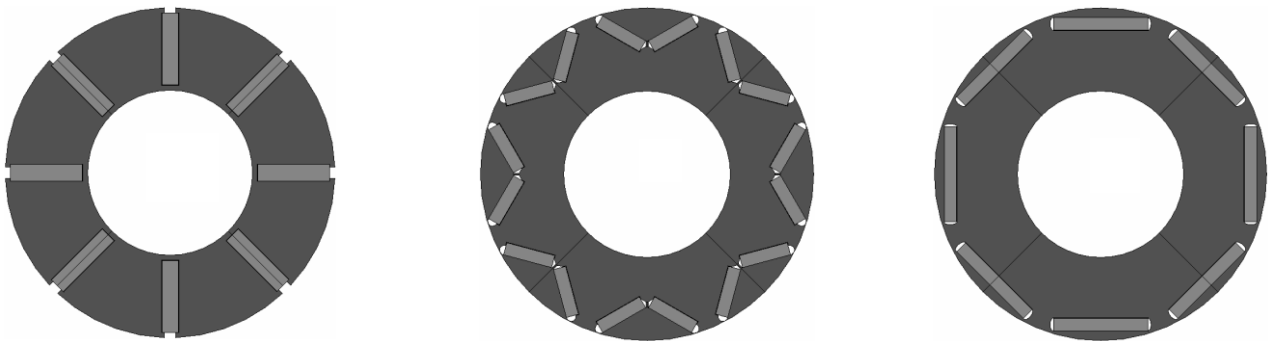
$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\varphi_e^r = \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ 0 \\ L_{sd} / L_{md} \cdot \varphi_{esd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

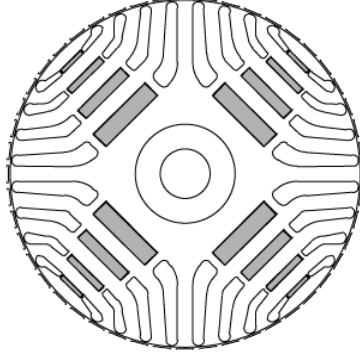
$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{sq}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} + [Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd}^s(t) \\ \dot{i}_{sq}^s(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} - [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r$$

Schematizzazione delle macchine modellabili secondo la metodologia proposta



Internal Permanent Magnet – Synchronous Motor IPM-SM



Permanent Magnet Assisted Reluctance Motor PMAR-SM

1.4.5 Modello per macchina motore sincrono a rotore avvolto

Nei motori sincroni a rotore avvolto la rappresentazione bifase equivalente dell'avvolgimento di rotore riferita al sistema rotorico prevede la presenza di un solo circuito “equivalente”, per convenzione l'asse-d. In tal caso, per l'asse-q del medesimo sistema d-q è necessario utilizzare la notazione virtuale. In questa macchina, da un punto di vista teorico, è possibile misurare unicamente per l'asse-d i coefficienti di auto e mutua induttanza del relativo circuito equivalente. Inoltre, sempre per l'asse-d del sistema rotorico, esistono la corrispondente tensione ai capi dell'avvolgimento di rotore $v_{rd}^r(t)$ (definita come ingresso del modello in quanto imposta da una sorgente esterna al motore) e la corrente $i_{rd}^r(t)$ che lo percorre (definita, identicamente alle correnti di statore, come uscita del modello). Il modello adattato a rappresentare il motore sincrono a rotore avvolto si presenta quindi nella seguente forma.

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\phi_e^r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{sq}^s(t) \\ \dot{\varphi}_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \\ v_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) \\ i_{sq}^s(t) \\ i_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} = [Tm]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^s(t) \\ \varphi_{sq}^s(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Schematizzazione delle macchine modellabili secondo la metodologia proposta



Wounded Rotor Synchronous Machine WR-SM

1.4.6 Definizione di macchine elettriche convenzionali

Con questa rapida carrellata di casi significativi del modello non si ritiene certo di aver completato la casistica delle macchine elettriche trifasi, si può però concludere che le famiglie individuate permettano di “inquadrare” o di ricondurre ad esse la maggior parte delle macchine elettriche realmente esistenti, definite macchine elettriche “convenzionali”. In seguito, per focalizzare il discorso su degli esempi “pratici”, si farà sempre riferimento ai casi significativi elencati pocanzi, con l’implicita assunzione che, qualora si parli di macchine con avvolgimento virtuale, si stia intendendo una delle quattro tipologie di motore sincrono precedentemente citate.

Per macchine isotrope si intendono quelle il cui modello è costituito con una matrice delle induttanze nella quale le auto e le mutue induttanze di asse-d coincidono con quelle di asse-q, in tal caso sono quindi valide le seguenti uguaglianze:

- $L_{sd} = L_{sq} = L_d$
- $L_{sq} = L_{sd} = L_q$
- $L_m = L_{md}^{r \rightarrow s} = L_{md}^{s \rightarrow r} = L_{mq}^{r \rightarrow s} = L_{mq}^{s \rightarrow r}$

Come si è potuto constatare, l'adattamento del modello generale ai casi di specifiche macchine elettriche è ottenuto agendo unicamente sui “valori” dei parametri delle matrici delle resistenze, delle induttanze e del vettore flusso dei magneti (comprendendo anche i casi estremi in cui tali valori possano essere nulli o tendere ad infinito); in ogni caso la topologia delle equazioni matematiche del modello rimane invariata permettendo, in tal modo, la ricerca di un'unica metodologia di risoluzione della stessa.

1.5 CONSIDERAZIONI GENERALI SUL MODELLO

Verranno ora esposte alcune brevi considerazioni riguardanti il modello, con esse si intende mettere in risalto alcune caratteristiche che questa metodologia di studio delle macchine elettriche condivide con altri tipo di approccio.

1.5.1 Legame fra flusso di statore e flusso di rotore

Si intende ora trovare una relazione che legghi il flusso di rotore a quello di statore, a tal fine si prende ancora in esame il legame flussi-correnti (quindi ci si pone nel sistema rotorico) che, per alleggerirne l'esposizione, viene riportato in una forma più concisa in cui il sistema di quattro equazioni è stato suddiviso in due sottosistemi, di due equazioni ciascuno, ove il primo riguarda i soli flussi di statore mentre il secondo quelli di rotore e, a tal fine, si è suddivisa la matrice delle induttanze in quattro sottomatrici:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{s \rightarrow r} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & L_m^{r \rightarrow s} \\ [L_m^{s \rightarrow r}] & [L_r] \end{bmatrix}$$

dove:

$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$	$[L_m^{r \rightarrow s}] = \begin{bmatrix} L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \end{bmatrix}$
$[L_m^{s \rightarrow r}] = \begin{bmatrix} L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{s \rightarrow r} \end{bmatrix}$	$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{rq} \end{bmatrix}$

Il legame flussi diviene:

$$\begin{bmatrix} \varphi_s^r \\ \varphi_r^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] \\ [L_m^{s \rightarrow r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s^r \\ i_r^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m^{r \rightarrow s} \\ [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_r^r \\ i_s^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{es}^r \\ \varphi_{er}^r \end{bmatrix}$$

dove:

$\varphi_s^r = \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r \\ \varphi_{sq}^r \end{bmatrix}$	$\varphi_r^r = \begin{bmatrix} \varphi_{rd}^r \\ \varphi_{rq}^r \end{bmatrix}$
$i_s^r = \begin{bmatrix} i_{sd}^r \\ i_{sq}^r \end{bmatrix}$	$i_r^r = \begin{bmatrix} i_{rd}^r \\ i_{rq}^r \end{bmatrix}$
$\varphi_{es}^r = \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$	$\varphi_{er}^r = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot \varphi_{es}^r$

Dalla relazione:

$$\varphi_r^r = [L_m^{s \rightarrow r}] \cdot i_s^r + [L_r] \cdot i_r^r + \varphi_{er}^r$$

si ricava la corrente di rotore:

$$i_r^r = [L_r]^{-1} \cdot \varphi_r^r - [L_r]^{-1} \cdot [L_m^{s \rightarrow r}] \cdot i_s^r - [L_r]^{-1} \cdot \varphi_{er}^r$$

che sostituita nella seguente espressione:

$$\varphi_s^r = [L_s] \cdot i_s^r + [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot i_r^r + \varphi_{es}^r$$

dopo alcuni passaggi (Nota 5 e Nota 6) permette di ottenere la relazione cercata, definita legame flussi:

$$\varphi_r^r(t) = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot (\varphi_s^r(t) - [\sigma L_s] \cdot i_s^r(t))$$

dove:

$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_d & 0 \\ 0 & \sigma_q \end{bmatrix} = \frac{[L_s] \cdot [L_r] - [L_m^s] \cdot [L_m^r]}{[L_s] \cdot [L_r]} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{sq} \cdot L_{rq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \cdot L_{mq}^{s \rightarrow r}}{L_{sq} \cdot L_{rq}} \end{bmatrix}$
$[\sigma L_s] = [\sigma] \cdot [L_s] = \begin{bmatrix} \sigma L_{sd} & 0 \\ 0 & \sigma L_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} \cdot L_{sd} & 0 \\ 0 & \frac{L_{sq} \cdot L_{rq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \cdot L_{mq}^{s \rightarrow r}}{L_{sq} \cdot L_{rq}} \cdot L_{sq} \end{bmatrix}$

Da un punto di vista formale queste equazioni sono simili a quelle che usualmente si utilizzano nel caso di motori asincroni ed è inoltre possibile fare le seguenti osservazioni. Innanzi tutto si vede che non vi è dipendenza dal flusso generato dagli eventuali magneti e che, oltre alle induttanze che compongono la relativa matrice, è sufficiente conoscere la corrente di statore per mettere in

relazione i due flussi. Appare più evidente ora l'utilità dell'asimmetria della matrice delle induttanze. Infatti, tale caratteristica della matrice $[L]$ permette di ottenere una sottomatrice

$$\begin{bmatrix} L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \text{ i cui elementi sulla diagonale siano entrambi diversi da zero ed è questa una}$$

premessa indispensabile affinché l'equazione $\varphi_r^r = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot (\varphi_s^r - [\sigma L_s] \cdot i_s^r)$ abbia senso in quanto $\begin{bmatrix} L_m^s \end{bmatrix}$

compare a “denominatore”, ossia ne è richiesta l'invertibilità. Per quanto concerne il legame flussi

$$\varphi_r^r(t) = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot (\varphi_s^r(t) - [\sigma L_s] \cdot i_s^r(t)) \text{ è doveroso evidenziare il fatto che esso ha validità generale}$$

solamente se espresso nel sistema di rotore.

Nota5: Sostituendo l'equazione:

$$i_r^r = [L_r]^{-1} \cdot \varphi_r^r - [L_r]^{-1} \cdot [L_m^{s \rightarrow r}] \cdot i_s^r - [L_r]^{-1} \cdot \varphi_{er}^r$$

nell'espressione:

$$\varphi_s^r = [L_s] \cdot i_s^r + [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot i_r^r + \varphi_{es}^r$$

si ottiene:

$$\varphi_s^r = [L_s] \cdot i_s^r + [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \varphi_r^r - [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_m^{s \rightarrow r}] \cdot i_s^r - [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \varphi_{er}^r + \varphi_{es}^r$$

ma $\varphi_{er}^r = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot \varphi_{es}^r$ e quindi:

$$[L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \varphi_{er}^r = [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot \varphi_{es}^r = \varphi_{es}^r$$

che sostituito nella:

$$\varphi_s^r = [L_s] \cdot i_s^r + [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \varphi_r^r - [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_m^{s \rightarrow r}] \cdot i_s^r - [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \varphi_{er}^r + \varphi_{es}^r$$

permette di ottenere:

$$\begin{aligned} \varphi_s^r &= [L_s] \cdot i_s^r + [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \varphi_r^r - [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_m^{s \rightarrow r}] \cdot i_s^r - \varphi_{es}^r + \varphi_{es}^r \\ &\Downarrow \\ \varphi_s^r &= [L_s] \cdot i_s^r + [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_r]^{-1} \cdot \varphi_r^r - [L_m^{r \rightarrow s}] \cdot [L_m^{s \rightarrow r}] \cdot i_s^r \end{aligned}$$

che rappresenta il legame fra il flusso di statore e di rotore.

Nota 6: Le matrici quadre di dimensione $[2 \times 2]$ definite in questa sezione sono tutte matrici diagonali, grazie a ciò tali matrici sono commutabili rispetto al prodotto e ci si è presa la libertà di usare una notazione matematica consona ai numeri.

1.5.2 Significato di $[\sigma L_s]$

Se desidera ora proporre una breve delucidazione sul significato della costante σL_s con l'intenzione di evitare fraintendimenti che possono originarsi dall'utilizzo da parte di alcuni Autori di una terminologia simile da un punto di vista ortografico ma differente nel concetto.

A tal proposito si riporta nuovamente l'espressione di tale grandezza in diverse forme:

$[\sigma L_s] = [\sigma] \cdot [L_s] = \begin{bmatrix} \sigma L_{sd} & 0 \\ 0 & \sigma L_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_d \cdot L_{sd} & 0 \\ 0 & \sigma_q \cdot L_{sq} \end{bmatrix}$
$[\sigma L_s] = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} \cdot L_{sd} & 0 \\ 0 & \frac{L_{sq} \cdot L_{rq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \cdot L_{mq}^{s \rightarrow r}}{L_{sq} \cdot L_{rq}} \cdot L_{sq} \end{bmatrix}$
$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_d & 0 \\ 0 & \sigma_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{sq} \cdot L_{rq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \cdot L_{mq}^{s \rightarrow r}}{L_{sq} \cdot L_{rq}} \end{bmatrix}$

Questo parametro, eventualmente differenziato per gli assi d e q al fine di tener conto di fenomeni di anisotropia, quantifica i flussi dispersi, ossia quella frazione di flusso che non partecipa al mutuo accoppiamento magnetico fra statore e rotore. E' importante sottolineare il fatto che tale costante non è data dalla differenza fra l'auto induttanza di statore e la muta induttanza di con il circuito di rotore, ossia:

$$\begin{bmatrix} \sigma L_{sd} \neq L_{sd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \\ \sigma L_{sq} \neq L_{sq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \end{bmatrix}$$

cioè $[\sigma L_s]$ non corrisponde a quelle che vengono definite come induttanze di dispersione in cava di statore in quanto, per definire correttamente il rapporto che sussiste fra il flusso che si concatena con lo statore e quello che si concatena con il rotore è necessario considerare anche i parametri che fanno riferimento al circuito rotorico $L_{rx}, L_{mx}^{s \rightarrow r}$. L'induttanza $[\sigma L_s]$ mette piuttosto in relazione le mutue induttanze dei due avvolgimenti (statore e rotore, $L_{mx}^{s \rightarrow r}, L_{mx}^{s \rightarrow r}$) con le corrispondenti auto induttanze (statore e rotore, L_{sz}, L_{rx}) “fondendo” tali rapporti in un'unica relazione al fine di dare una “valutazione” di quella parte di flusso che, concatenandosi col solo circuito di statore, non contribuisce al mutuo accoppiamento magnetico e quindi non si concatena anche con il circuito rotorico.

Vengono ora riportate alcune considerazioni pertinenti ad alcune specifiche tipologie di macchine.

1.5.3 Legame flussi per macchine ad induzione

Nel caso in cui il modello della macchina non debba tener conto di fenomeni di anisotropia il legame flussi, che è stato formulato nel sistema rotorico, è valido in ogni sistema di riferimento bifase equivalente. A dimostrazione di ciò, indicando con “g” un generico sistema d-q, valgono allora i seguenti passaggi:

$$\varphi_r^g = [T]^{-1} \cdot \varphi_r^r = [T]^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot (\varphi_s^r - [\sigma L_s] \cdot i_s^r) \right) = [T]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot \varphi_s^r - [T]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot [\sigma L_s] \cdot i_s^r$$

in questa tipologia di macchine le matrici le sottomatrici delle induttanze sono diagonali con i membri non nulli uguali, è quindi possibile esprimerle con delle relazioni del tipo:

$$[L_x] = L_x \cdot [I]$$

ed è quindi valida la commutazione del prodotto con un'altra matrice $[M]$:

$$[L_x] \cdot [M] = [M] \cdot [L_x]$$

sarà quindi (Nota 7):

$$\varphi_r^g = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot [T]^{-1} \cdot \varphi_s^r - \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot [\sigma L_s] \cdot [T]^{-1} \cdot i_s^r = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot (\varphi_s^g - [\sigma L_s] \cdot i_s^g)$$

In macchine isotrope il legame flussi è valido in ogni sistema di riferimento:

$$\varphi_r^g(t) = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot (\varphi_s^g(t) - [\sigma L_s] \cdot i_s^g(t)) = \frac{L_r}{L_r} \cdot (\varphi_s^g(t) - \sigma L_s \cdot i_s^g(t))$$

Quest'ultima relazione, vista nel sistema statorico, è quella che normalmente si utilizza nei controlli ad orientamento di campo di tipo diretto per macchine asincrone dove viene generalmente posta nella seguente forma:

$$\varphi_r^s(t) = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\varphi_s^s(t) - \sigma L_s \cdot i_s^s(t))$$

Nota 7: Nel caso di macchine isotrope le matrici $\begin{bmatrix} L_r \\ L_m^s \end{bmatrix}$ e $[\sigma L_s]$ sono diagonali i cui elementi non nulli sono uguali, vale quindi la commutazione anche rispetto al prodotto fra matrici e quindi le seguenti relazioni sono soddisfatte:

$$\begin{bmatrix} [T]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^s \end{bmatrix} \cdot [T]^{-1} \\ [T]^{-1} \cdot [\sigma L_s] = [\sigma L_s] \cdot [T]^{-1} \end{bmatrix}$$

1.5.4 Definizione del versore del flusso di rotore

Si definisce il versore del flusso di rotore come:

$$\hat{\varphi}_r^g = k \cdot \varphi_r^g$$

ossia una grandezza vettoriale che con il flusso di rotore condivide direzione e unità di misura ma di cui non ha necessariamente lo stesso modulo; per la definizione stessa, il versore del flusso di rotore ha validità in qualunque sistema di riferimento.

Si sottolinea il fatto che il versore del flusso di rotore nelle macchine sincrone convenzionali ha lo stesso orientamento del flusso di rotore e quindi dà un'indicazione univoca della posizione del rotore. Questa peculiarità ha origine da come viene gestita la matrice delle induttanze nel caso in cui vi sia la rappresentazione virtuale del circuito di rotore, matrice posta in modo da escludere di fatto il mutuo accoppiamento fra statore e rotore lungo l'asse-q.

1.5.5 Legame flussi per motori brushless

Si prenda ora in esame il caso in cui il circuito di rotore di asse-q sia “virtuale”, come, per esempio, previsto nella modellizzazione dei motori brushless. Dalla definizione della matrice delle induttanze si può notare come la mutua induttanza di asse-q fra statore e rotore sia nulla ($L_{mq}^{s \rightarrow r} = 0$), in tal caso la matrice $[\sigma L_s]$ diviene:

$$\begin{aligned} & L_{mq}^{s \rightarrow r} = 0 \\ & \Downarrow \\ & \frac{L_{sq} \cdot L_{rq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \cdot L_{mq}^{s \rightarrow r}}{L_{sq} \cdot L_{rq}} = \frac{L_{sq} \cdot L_{rq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \cdot 0}{L_{sq} \cdot L_{rq}} = 1 \\ & \Downarrow \\ & [\sigma L_s] = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} \cdot L_{sd} & 0 \\ 0 & \frac{L_{sq} \cdot L_{rq} - L_{mq}^{r \rightarrow s} \cdot L_{mq}^{s \rightarrow r}}{L_{sq} \cdot L_{rq}} \cdot L_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} \cdot L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

La matrice $[\sigma L_s]$ è una valutazione di quelle che normalmente vengono definite come “induttanze di dispersione”, ossia la quota dell'induttanza che non partecipa al mutuo accoppiamento fra gli avvolgimenti di statore e di rotore e che modella quella parte di flusso che si concatena solamente con il circuito di statore.

Da un punto di vista del tutto qualitativo questa casistica può essere sintetizzata con la figura seguente:

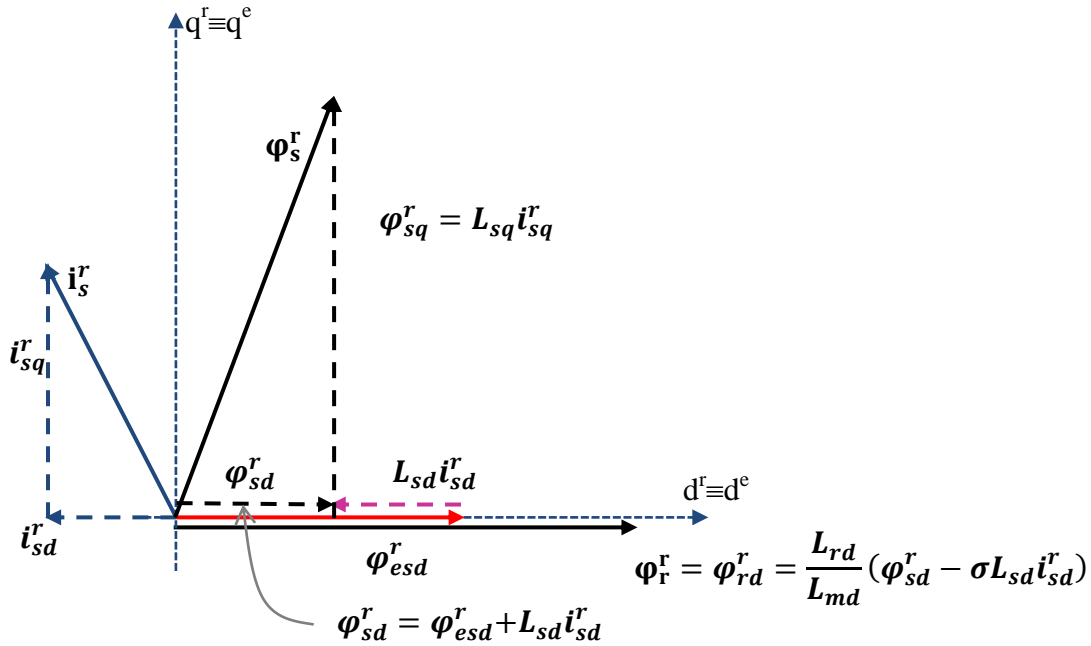


Fig. 1.5 Diagramma vettoriale di flussi e correnti per motore brushless

Nei casi di macchine elettriche la cui modellizzazione dell'asse-q rotorico è realizzata con un circuito “virtuale” non vi è iterazione fra i due avvolgimenti relativa a tale asse. In un certo senso, se ci si pone nel sistema di riferimento rotorico, in queste tipologie di macchine l'avvolgimento di asse-q di statore è sede di soli flussi “dispersi” ed inoltre la componente di asse-q del flusso di rotore è nulla (si ricordi in tal senso la definizione di sistema rotorico e la costruzione della matrice delle induttanze nel caso di avvolgimento “virtuale”). Si può quindi intuire che, sebbene il legame flussi sia sicuramente valido solo nel sistema rotorico, lo “sfasamento” fra flusso di statore e quello di rotore dipende unicamente dal vettore $\varphi_{sq}^r = L_{sq} \cdot i_{sq}^r$. Si riporta ora per esteso il legame flussi, nel quale, per questa tipologia di macchine, sussiste la seguente uguaglianza $\sigma L_{sq} = L_{sq}$:

$$\varphi_r^r = \begin{bmatrix} \varphi_{rd}^r \\ \varphi_{rq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{L_{mq}^{r \rightarrow s}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^r \\ \varphi_{sq}^r - \sigma L_{sq} \cdot i_{sd}^r \end{bmatrix}$$

$$\Downarrow$$

$$\varphi_r^r = \begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{L_{mq}^{r \rightarrow s}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^r \\ \varphi_{sq}^r - L_{sq} \cdot i_{sq}^r \end{bmatrix}$$

Per la definizione stessa di sistema rotorico e la presenza di un avvolgimento di rotore virtuale sono vere le seguenti relazioni il flusso di rotore, espresso nel sistema rotorico ha solo la componente di asse-d:

$$\varphi_r^r = \begin{bmatrix} \varphi_{rd}^r \\ \varphi_{rq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{rd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

mentre, essendo $\varphi_{sq}^r = L_{sq} \cdot i_{sd}^r$ risulta che:

$$\varphi_{sq}^r - \sigma L_{sq} \cdot i_{sq}^r = \varphi_{sq}^r - L_{sq} \cdot i_{sq}^r = 0$$

e quindi legame flussi diviene:

$$\varphi_r^r = \begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{L_{mq}^{r \rightarrow s}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} \cdot L_{sd} \cdot i_{sd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

Riprendendo in esame la definizione del versore del flusso di rotore, riferita al sistema rotorico, si ottiene:

$$\hat{\varphi}_r^r = k \cdot \varphi_r^r$$

e scegliendo opportunamente la costante “k”, si ottiene:

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_r^r = k \cdot \varphi_r^r &= \begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{L_{mq}^{r \rightarrow s}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^r \\ 0 \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^r \\ 0 \end{bmatrix} = \\ \hat{\varphi}_r^r = k \cdot \varphi_r^r &= k' \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^r \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Ribadendo che quello che interessa è la direzione del versore del flusso di rotore, si può sostituire arbitrariamente il termine $\sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^r$ con $\sigma L_{sq} \cdot i_{sd}^r$ ottenendo in tal modo:

$$\hat{\varphi}_r^r = k \cdot \varphi_r^r = k'' \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \sigma L_{sq} \cdot i_{sd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

e ricordando che:

$$\varphi_{sq}^r - \sigma L_{sq} \cdot i_{sq}^r = 0$$

è possibile porre:

$$\hat{\varphi}_r^r = k \cdot \varphi_r^r = k \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r - \sigma L_{sq} \cdot i_{sd}^r \\ \varphi_{sq}^r - \sigma L_{sq} \cdot i_{sq}^r \end{bmatrix} = \varphi_s^r - [\sigma L_{sq}] \cdot i_s^r$$

dove:

$$[\sigma L_{sq}] = \begin{bmatrix} \sigma L_{sq} & 0 \\ 0 & \sigma L_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sq} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} = [L_{sq}] = L_{sq} \cdot [I]$$

In definitiva si è dimostrato la validità della seguente relazione:

$$\hat{\varphi}_r^r = \varphi_s^r - [\sigma L_{sq}] \cdot i_s^r = \varphi_s^r - L_{sq} \cdot i_s^r$$

che rappresenta il legame che intercorre fra flusso di statore ed il versore del flusso di rotore. Essendo $[L_{sq}]$ una matrice diagonale i cui elementi non nulli sono tutti uguali, si può dimostrare come la relazione $\hat{\varphi}_r^r = \varphi_s^r - L_{sq} \cdot i_s^r$ sia valida in qualsiasi sistema d-q ed e sia quindi possibile risalire alla direzione del flusso di rotore conoscendo solo il flusso e la corrente di statore:

$$\hat{\varphi}_r^g = \varphi_s^g - L_{sq} \cdot i_s^g$$

Essendo la direzione del flusso di rotore legata a quella del sistema rotorico (e quindi, per definizione, alla posizione del rotore rispetto allo statore) si può affermare anche che quest'ultima relazione rappresenti il legame che intercorre fra il flusso di statore e la posizione del rotore. Un caso particolare è quello in cui essa viene espressa per il sistema statorico:

$$\hat{\varphi}_r^s = \varphi_s^s - L_{sq} \cdot i_s^s$$

che è la medesima equazione introdotta da altri Autori, i quali legavano la posizione del rotore a quella di un “flusso attivo” prodotto dai magneti o dall'avvolgimento di rotore eventualmente presenti nella macchina sincrona che si intendeva controllare utilizzando, appunto, il concetto di Active Flux.

La figura seguente schematizza il legame fra il flusso di rotore e la posizione rotorica.

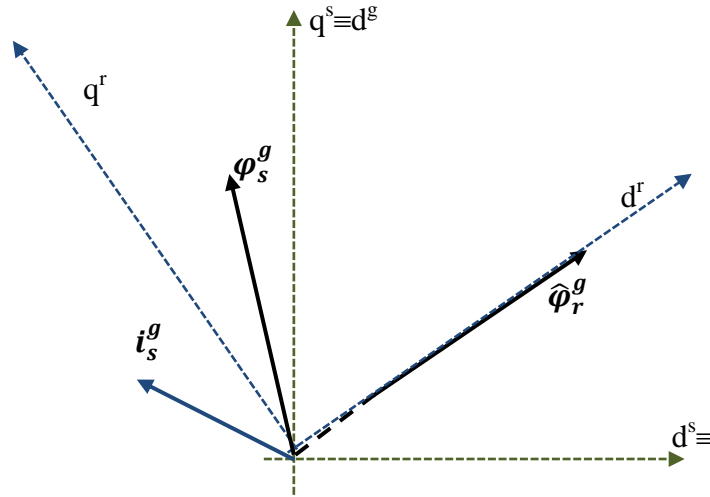


Fig. 1.6 Posizione del flusso rotorico individuato dalla direzione del versore $\hat{\varphi}_r^g$ nel generico sistema g coincidente con il sistema di riferimento statorico s.

1.5.6 Costante di coppia e concetto di orientamento di campo

Si vuol ora introdurre il concetto di orientamento di campo e di costante di coppia; con la teoria delle macchine elettriche si è introdotta un'espressione per la coppia valida in qualsiasi sistema di riferimento bifase equivalente:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\varphi_{sd}^g(t) \cdot i_{sq}^g(t) - \varphi_{sq}^g(t) \cdot i_{sd}^g(t))$$

della quale se ne riporta la formulazione in termini di matrici e vettori colonna:

$$T(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^g(t) \\ i_{sq}^g(t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^g(t) \\ \varphi_{sq}^g(t) \end{bmatrix}$$

L'inversione del legame flussi correnti $\varphi_r^r = \begin{bmatrix} L_r \\ L_m^{r \rightarrow s} \end{bmatrix} \cdot (\varphi_s^r - [\sigma L_s] \cdot i_s^r)$ porge la seguente relazione:

$$\varphi_s^r = \begin{bmatrix} L_m^{r \rightarrow s} \\ L_r \end{bmatrix} \cdot \varphi_r^r + [\sigma L_s] \cdot i_s^r$$

che, con una notazione alternativa, diviene:

$$\varphi_s^r = \begin{bmatrix} L_m \\ L_r \end{bmatrix}_d \cdot \varphi_r^r + [\sigma L_s]_d \cdot i_s^r - \begin{bmatrix} L_m \\ L_r \end{bmatrix}_{d-q} \cdot \varphi_r^r - [\sigma L_s]_{d-q} \cdot i_s^r$$

dove:

$\begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}_d = \begin{bmatrix} \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} & 0 \\ 0 & \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}_{d-q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} - \frac{L_{mq}^{r \rightarrow s}}{L_{rq}} \end{bmatrix}$
$[\sigma L_s]_d = \begin{bmatrix} \sigma L_{sd} & 0 \\ 0 & \sigma L_{sd} \end{bmatrix}$	$[\sigma L_s]_{d-q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sigma L_{sd} - \sigma L_{sq} \end{bmatrix}$

Sostituendo quest'ultima equazione nell'espressione della coppia si ottiene (**Nota 8**):

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd}^g \\ \varphi_{sq}^g \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot i_s^{gT} \cdot [M] \cdot \varphi_s^g$$

Nota 8: La generica notazione $x_1^T \cdot [M] \cdot x_2$ indica il prodotto scalare fra il vettore colonna x_1 , ruotato di 90° in senso orario, ed il vettore colonna x_2 .

dove:

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

si ottiene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(i_s^{rT} \cdot [M] \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}_d \cdot \varphi_r^r + i_s^{rT} \cdot [M] \cdot [\sigma L_s]_d \cdot i_s^r - i_s^{rT} \cdot [M] \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}_{d-q} \cdot \varphi_r^r - i_s^{rT} \cdot [M] \cdot [\sigma L_s]_{d-q} \cdot i_s^r \right)$$

Essendo:

$$i_s^{rT} \cdot [M] \cdot i_s^r = 0$$

si ottiene:

$$i_s^{rT} \cdot [M] \cdot [\sigma L_s]_d \cdot i_s^r = \sigma L_{sd} \cdot i_s^{rT} \cdot [M] \cdot [I] \cdot i_s^r = \sigma L_{sd} \cdot i_s^{rT} \cdot [M] \cdot i_s^r = 0$$

e quindi:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(i_s^{rT} \cdot [M] \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}_d \cdot \varphi_r^r - i_s^{rT} \cdot [M] \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}_{d-q} \cdot \varphi_r^r - i_s^{rT} \cdot [M] \cdot [\sigma L_s]_{d-q} \cdot i_s^r \right)$$

1.5.7 Espressione della coppia nel sistema del flusso di rotore per macchine

Nel caso di modello di una macchina isotropa le matrici $\begin{bmatrix} L_m \\ L_r \end{bmatrix}_{d-q}$ e $[\sigma L_s]_{d-q}$ si annullano e quindi l'espressione della coppia diviene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(i_s^{rT} \cdot [M] \cdot \begin{bmatrix} L_m \\ L_r \end{bmatrix}_d \cdot \varphi_r^r \right) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(i_s^{rT} \cdot [M] \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \varphi_r^r \right) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \left(i_s^{rT} \cdot [M] \cdot \varphi_r^r \right)$$

valida in qualsiasi sistema d-q, quindi:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \left(i_s^{gT} \cdot [M] \cdot \varphi_r^g \right)$$

Ponendosi nel sistema di riferimento del flusso di rotore si ha:

$$\begin{bmatrix} \varphi_r^e \\ i_r^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{rd}^e \\ 0 \\ i_{sd}^e \\ i_{sq}^e \end{bmatrix} \Rightarrow i_s^{eT} \cdot [M] \cdot \varphi_r^e = \varphi_{rd}^e \cdot i_{sq}^e$$

e quindi:

$$T(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \varphi_{rd}^e(t) \cdot i_{sq}^e(t)$$

che è l'espressione che sta alla base dei controlli ad orientamento di campo per macchine asincrone.

1.5.8 Espressione della coppia nel sistema del flusso di rotore per macchine sincrone

Si prenda ora in esame una macchina sincrona “convenzionale” il cui modello prevede che vi sia un avvolgimento di rotore virtuale e, soprattutto, la sovrapposizione fra il sistema di riferimento rotorico e quello del flusso di rotore, si ottiene quindi:

$$\begin{bmatrix} \varphi_r^r \\ i_s^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_r^e \\ i_s^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{rd}^e \\ 0 \\ i_{sd}^e \\ i_{sq}^e \end{bmatrix}$$

da cui:

$$T(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e(t) \cdot i_{sq}^e(t) + [\sigma L_s]_{d-q} \cdot i_{sd}^e(t) \cdot i_{sq}^e(t) \right)$$

che può essere posta nella forma:

$$T(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e(t) + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e(t) \right) \cdot i_{sq}^e(t)$$

Quest'ultima espressione comprende anche quella relativa alle macchine asincrone, in quanto, per macchine ad induzione vale:

$$\left[\begin{array}{l} \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} = \frac{L_m}{L_{rd}} \\ \sigma L_{sd} - \sigma L_{sq} = 0 \end{array} \Rightarrow T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \varphi_{rd}^e \cdot i_{sq}^e$$

ossia l'espressione evolve in quella ottenuta precedentemente per macchine isotrope.

In altre parole, si è esteso il concetto di “controllo ad orientamento di campo” a tutte le macchine convenzionali, in cui la “regolazione” della coppia avviene agendo sulla componente di asse-q della corrente di statore riferita al sistema di riferimento del flusso di rotore $i_{sq}^e(t)$.

In questa tipologia di controlli la coppia è quindi il risultato del prodotto fra la corrente $i_{sq}^e(t)$ ed il fattore $K_T(t)$, denominato “costante di coppia”, dato da:

$$K_T(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e(t) + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e(t) \right)$$

La definizione “costante di coppia” è, in un certo senso, inopportuna in quanto è possibile verificare come in tale grandezza compaiono dei termini, $\varphi_{rd}^e(t)$ e $i_{sq}^e(t)$, che possono variare nel tempo; in ogni caso comunque, si è preferito adottare la terminologia comunemente utilizzata.

Si può osservare che la costante di coppia è composta da due termini, il primo, dato da $\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_r} \cdot \varphi_{rd}^e(t)$, tiene conto del livello del flusso di rotore indotto nell'avvolgimento rotorico (reale o virtuale che sia), il secondo, dato da $(\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e(t)$, tiene conto dell'eventuale anisotropia del rotore.

1.5.9 Equivalenza dell'espressione della coppia nel sistema del flusso di rotore con quella comunemente in uso per le macchine sincrone

Si desidera ora proporre un utile esercizio che consiste nel dimostrare che l'espressione per la coppia:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$$

è una forma alternativa di quella comunemente utilizzata nel caso di macchine sincrone, in cui manchi l'avvolgimento di rotore e vi possano essere sia i magneti che fenomeni di anisotropia, ossia la seguente equazione:

$$T(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e(t) + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e(t) \right) \cdot i_{sq}^e(t)$$

nella quale i termini seguenti hanno i relativi significati:

- $\frac{3}{2} \cdot p \cdot \varphi_{esd}^r \cdot i_{sq}^e$ modella l'effetto dei magneti
- $\frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \cdot i_{sq}^e$ modella l'effetto dell'anisotropia

In tale tipologia di macchine sono vere le seguenti uguaglianze:

- $\sigma L_{sq} = L_{sq}$
- $i_{rd}^e = 0$

Il legame flussi per l'asse-d di rotore porge:

$$\varphi_{rd}^e = L_{md}^{s \rightarrow r} \cdot i_{sd}^e + L_{rd} \cdot i_{rd}^e + \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} \cdot \varphi_{esd}^r$$

da cui:

$$\varphi_{rd}^e = L_{md}^{s \rightarrow r} \cdot i_{sd}^e + \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} \cdot \varphi_{esd}^r$$

mentre l'equazione $T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$ diviene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$$

nella quale è possibile sostituire l'espressione per il flusso di rotore $\varphi_{rd}^e = L_{md}^{s \rightarrow r} \cdot i_{sd}^e + \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} \cdot \varphi_{esd}^r$ ricavata pocanzi:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e =$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \left(L_{md}^{s \rightarrow r} \cdot i_{sd}^e + \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} \cdot \varphi_{esd}^r \right) + (\sigma L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e =$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r} \cdot i_{sd}^e + \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} \cdot \varphi_{esd}^r + (\sigma L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e =$$

Ricordando l'espressione di σL_{sd} :

$$\sigma L_{sd} = \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{sd} \cdot L_{rd}} \cdot L_{sd} = \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{rd}}$$

si ottiene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{rd}} \cdot i_{sd}^e + \varphi_{esd}^r + \sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^e - L_{sq} \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e =$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{rd}} \cdot i_{sd}^e + \varphi_{esd}^r + \frac{L_{sd} \cdot L_{rd} - L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{rd}} \cdot i_{sd}^e - L_{sq} \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e =$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{rd}} \cdot i_{sd}^e + \varphi_{esd}^r + \frac{L_{sd} \cdot L_{rd}}{L_{rd}} \cdot i_{sd}^e - \frac{L_{md}^{r \rightarrow s} \cdot L_{md}^{s \rightarrow r}}{L_{rd}} \cdot i_{sd}^e - L_{sq} \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e =$$

ed infine:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\varphi_{esd}^r + L_{sd} \cdot i_{sd}^e - L_{sq} \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\varphi_{esd}^r + (L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$$

che rappresenta appunto la verifica dell'uguaglianza obbiettivo del problema in esame:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\varphi_{esd}^r + (L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$$

Per concludere, si può affermare che il modello per macchine elettriche, costituito secondo le modalità precedentemente esposte, permette di generalizzare concetti quali il legame flussi, l'Active Flux, il controllo ad orientamento di campo e la costante di coppia per i quali si sono ricavate delle espressioni matematiche che, una volta applicate ad una specifica tipologia di macchina, involgono nelle forme comunemente utilizzate.

1.6 GIUSTIFICAZIONI INERENTI ALLA COSTITUZIONE DEL MODELLO

Obbiettivo di questa sezione è quello di addurre le motivazioni che sono le fondamenta sulle quali è stato realizzato il modello generalizzato nella forma precedentemente esposta. Si potrebbe obiettare che queste argomentazioni siano adatte piuttosto ad una introduzione del presente lavoro, l'autore ha comunque preferito introdurle in questo momento dell'esposizione con l'intento e la necessità di focalizzarsi sulle specificità proprie del modello proposto; in tal senso è nata quindi l'esigenza di anteporre la descrizione dettagliata del modello stesso al fine di condividerne con il lettore una più intima conoscenza. Questa sezione costituirà inoltre un ottimo ponte verso i contenuti delle prossime pagine.

La prima domanda che esige una risposta è la motivazione che sottende l'utilizzo di un modello per le macchine elettriche. Come riferito in precedenza, negli algoritmi di controllo più performanti è necessario conoscere i flussi di macchina. Nella quasi totalità dei casi queste grandezze non sono direttamente accessibili e quindi nasce l'esigenza di stimarli per via indiretta. A tal fine un modello della macchina elettrica risulta una via percorribile e la forma in cui si presentano le equazioni matematiche che ne descrivono il comportamento conduce spontaneamente ad adottare la forma Ingresso-Stato-Uscita.

Come anticipato in precedenza, le variabili di ingresso sono le tensioni ai capi degli avvolgimenti di macchina in quanto si suppone che queste grandezze siano impresse al motore "dall'ambiente" circostante tramite dispositivi di potenza quali inverter, chopper, ecc...

Ripercorrendo la strada con cui si è raggiunta l'espressione matematica del modello si nota che, come variabili di stato, siano stati scelti i flussi di macchina. Altri Autori hanno preferito soluzioni differenti, nelle quali la quaterna degli stati è composta da flussi e correnti, ma tenendo presente l'obbiettivo principale del modello, che consiste appunto nella stima dei flussi, si è preferito comporre l'insieme degli stati unicamente con questo tipo di variabili. A supportare tale scelta vi sono altre importanti motivazioni. La prima riguarda l'implementazione del modello e consiste nel constatare il fatto che le matrici che rappresentano i coefficienti delle equazioni differenziali insite nel modello stesso hanno termini tutti "omogenei", ossia condividono l'unità di misura e numericamente hanno ordini di grandezza simili. Queste due caratteristiche facilitano la stesura di quella parte del programma per microprocessore relativa al modello. In seguito verranno introdotte argomentazioni riguardanti l'influenza che gli errori nella conoscenza delle tensioni di ingresso e dei parametri hanno sulla stima delle variabili di stato e di uscita, si potrà constatare inoltre come queste discrepanze possano inficiarne l'attendibilità. Allo scopo di limitare tali effetti negativi è possibile studiare dei meccanismi di correzione del modello stesso; ipotizzando il fatto che non vi sia modo di eliminare le imprecisioni degli ingressi o dei parametri si conviene che gli algoritmi di correzione del modello debbano agire direttamente sull'andamento delle variabili di stato modificando gli ingressi dell'equazione del movimento di stato.

$$\dot{x}(t) = [A] \cdot x(t) + [B] \cdot (u(t) + u_{fdbk}(t))$$

dove $u_{fdbk}(t)$ rappresenta il termine aggiuntivo introdotto dal meccanismo di correzione. Tenendo sempre in considerazione che l'obiettivo primario del modello è quello di offrire la stima dei flussi risulta evidente che, se l'algoritmo di correzione tende a migliorare la precisione nella conoscenza delle variabili di stato, la soluzione più opportuna è quella che ascrive proprio ai flussi di macchina il ruolo di stati del modello. Conseguenza di ciò è che le uscite del modello saranno le correnti di macchina e questo risultato può suggerire il principio su cui basare la correzione del modello, effettuandola, appunto, in base alla differenza fra le correnti stimate dal modello stesso e quelle effettivamente misurate.

La rappresentazione matematica del modello avviene utilizzando grandezze espresse in sistemi bifase equivalenti e, più precisamente, in quei sistemi d-q che sono stati definiti naturali. In letteratura sono presenti altre soluzioni, nelle quali le variabili di stato, di ingresso e di uscita (tensioni, flussi, corrente) sono definite tutte nel medesimo sistema di riferimento. Questa prospettiva ha il pregio di non introdurre le matrici di rotazione ma, per contro, è causa di altre problematiche che si è preferito evitare. In seguito verranno esposti gli algoritmi che permetteranno al modello di “funzionare” in modalità sensorless, essi condividono la necessità di conoscere i flussi di statore direttamente riferiti al sistema statorico. Se le variabili di stato del modello (i flussi) fossero espressi nel sistema rotorico verrebbe meno questo requisito fondamentale. Da qui nasce l'esigenza di esprimere “almeno” i flussi di statore nel sistema statorico.

Il modello verrà implementato ed utilizzato in sistemi di controllo di tipo digitale preposti alla gestione di azionamenti per motori elettrici; in tali sistemi avviene quella che è definita la discretizzazione del tempo, ossia i processi di controllo avvengono ad intervalli di tempo regolari, definiti tempo di ciclo. L'implementazione del modello prevede, in sostanza, la soluzione del sistema di equazioni differenziali espresso dall'equazione del movimento di stato:

$$\dot{\varphi}(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) + [Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v(t)$$

che, integrata per ogni intervallo di discretizzazione, fornisce la stima numerica dei flussi di macchina. I dispositivi di potenza (inverter, chopper, ecc...) alimentano il motore mediante dei treni di impulsi di tensione. Se si trascurano le armoniche introdotte da questa modalità di alimentazione è possibile considerare le tensioni ai capi degli avvolgimenti di macchina come costanti per tutta la durata di un intervallo di discretizzazione e quindi, in questo lasso di tempo, viene meno la dipendenza dal tempo degli ingressi (tensioni) del modello:

$$\dot{\varphi}(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) + [Tm]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v$$

Questa semplificazione, che agevola la soluzione analitica del modello e quindi la relativa implementazione, è vera solo se tutte le tensioni sono definite nei rispettivi riferimenti naturali, contrariamente sarebbe necessario esprimere uno dei due vettori colonna che rappresentano le tensioni di statore o di rotore in un sistema di riferimento non naturale. In tal caso però si dovrebbe introdurre una matrice di rotazione che, essendo legata alla posizione del rotore, avrebbe l'effetto di rendere una delle due tensioni di ingresso tempo-varianti anche all'interno di un intervallo di discretizzazione, in quanto è improbabile che si possa sempre trascurare la variazione della

posizione in tale lasso di tempo (si pensi al caso in cui il motore è lanciato ad alta velocità, la posizione del rotore può variare drasticamente anche in brevi periodi).

Si riporta ora il sistema delle equazioni di maglia degli avvolgimenti, esso verrà espresso in due modi differenti, il primo è quello che si è utilizzato nella costituzione del modello mentre nel secondo le equazioni di maglia sono riferite ad un generico sistema d-q. L'analisi delle differenze fra i due "metodi" sarà di supporto ad ulteriori chiarimenti sulle motivazioni di rappresentare le variabili del modello nei riferimenti naturali in quanto premette di confrontare la soluzione che è stata effettivamente adottata con una "proposta" alternativa nella quale, in via del tutto generale, le grandezze sono riferite tutte ad un generico sistema d-q e che comprende quindi anche i casi in cui esse facciano riferimento al sistema statorico o a quello rotorico.

$$\begin{cases} v_{sd}^s(t) = r_s \cdot i_{sd}^s(t) + \frac{d\varphi_{sd}^s(t)}{dt} \\ v_{sq}^s(t) = r_s \cdot i_{sq}^s(t) + \frac{d\varphi_{sq}^s(t)}{dt} \\ v_{rd}^r(t) = r_r \cdot i_{rd}^r(t) + \frac{d\varphi_{rd}^r(t)}{dt} \\ v_{rq}^r(t) = r_r \cdot i_{rq}^r(t) + \frac{d\varphi_{rq}^r(t)}{dt} \end{cases}$$

Modo 1: Equazioni di maglia espresse nella forma utilizzata nel modello

$$\begin{cases} v_{sd}^g(t) = r_s \cdot i_{sd}^g(t) + \frac{d\varphi_{sd}^g(t)}{dt} - \omega \cdot \varphi_{sq}^g(t) \\ v_{sq}^g(t) = r_s \cdot i_{sq}^g(t) + \frac{d\varphi_{sq}^g(t)}{dt} + \omega \cdot \varphi_{sd}^g(t) \\ v_{rd}^g(t) = r_r \cdot i_{rd}^g(t) + \frac{d\varphi_{rd}^g(t)}{dt} - \left(\omega - \frac{d\vartheta(t)}{dt} \right) \cdot \varphi_{rq}^g(t) \\ v_{rq}^g(t) = r_r \cdot i_{rq}^g(t) + \frac{d\varphi_{rq}^g(t)}{dt} + \left(\omega - \frac{d\vartheta(t)}{dt} \right) \cdot \varphi_{rd}^g(t) \end{cases}$$

Modo 2: Equazioni di maglia espresse in una forma alternativa in cui si utilizza un unico sistema di riferimento generico

dove ω è la velocità angolare del generico sistema d-q la cui posizione è riferita rispetto al sistema statorico. Sostituendo il legame flussi nelle equazioni di maglia è possibile ottenere, come visto in precedenza, l'espressione matematica del modello; nel primo caso la matrice di transizione degli stati è pari a:

$$[A] = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(t)]$$

mentre nel secondo si ottiene:

$$[A] = -([R] \cdot [L]^{-1} + [W_g(t)])$$

in cui:

$$[W_g(t)] = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\left(\omega - \frac{d\vartheta(t)}{dt}\right) \\ 0 & 0 & \left(\omega - \frac{d\vartheta(t)}{dt}\right) & 0 \end{bmatrix}$$

Entrambe le soluzioni portano a delle matrici $[A]$ tempo-varianti a causa della presenza della posizione del rotore (o della sua derivata), però, se a prima vista può apparire più “semplice” la seconda espressione per la matrice di transizione degli stati, lo studio ed i tentativi di risolvere il sistema di equazioni del movimento di stato hanno evidenziato come sia più conveniente approcciarsi a questo problema esprimendo tutte le grandezze di macchina nei rispettivi riferimenti naturali. Come si potrà verificare nelle pagine seguenti, la risoluzione del modello non richiederà l’inversione di alcuna matrice (eventualmente tale operazione sarà richiesta come calcolo di costanti da effettuarsi al di fuori dall’algoritmo di integrazione vero e proprio), mentre la seconda modalità necessiterebbe l’inversione di matrici $[4 \times 4]$ ad ogni ciclo di integrazione con i relativi problemi dovuti alla notevole mole di calcoli da effettuare ed alla messa in scala dei diversi termini per attenuare o risolvere i problemi di risoluzione che caratterizza i microprocessori in cui tali processi dovrebbero essere eseguiti. A supportare ulteriormente tale scelta si può osservare come nella matrice $[W_g(t)]$ compaiono delle derivate la cui implementazione può comportare dei problemi in quanto verrebbe amplificato un eventuale “rumore” di misura della variabile da derivare (rumore che può nascere solamente dall’inevitabile processo di discretizzazione della variabile stessa). Per attenuare questo problema si può pensare di filtrare il risultato della derivata ma, in questo modo, si introdurrebbe un “ritardo” nel tempo rispetto al valore che la derivata stessa dovrebbe assumere. In ogni caso, queste problematiche hanno l’effetto di degradare il comportamento del modello.

Vengono ora proposti alcuni chiarimenti nei confronti del legame flussi-correnti precedentemente introdotto, di cui se ne riporta la formulazione matematica nella forma più generale:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r(t) \\ \varphi_{sq}^r(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ \varphi_{rq}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md}^{r \rightarrow s} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq}^{r \rightarrow s} \\ L_{md}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{mq}^{s \rightarrow r} & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^r(t) \\ i_{sq}^r(t) \\ i_{rd}^r(t) \\ i_{rq}^r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ \varphi_{esq}^r \\ \frac{L_{rd}}{L_{md}} \cdot \varphi_{esd}^r \\ \frac{L_{rq}}{L_{mq}} \cdot \varphi_{esq}^r \end{bmatrix}$$

che viene sintetizzata dal seguente diagramma vettoriale:

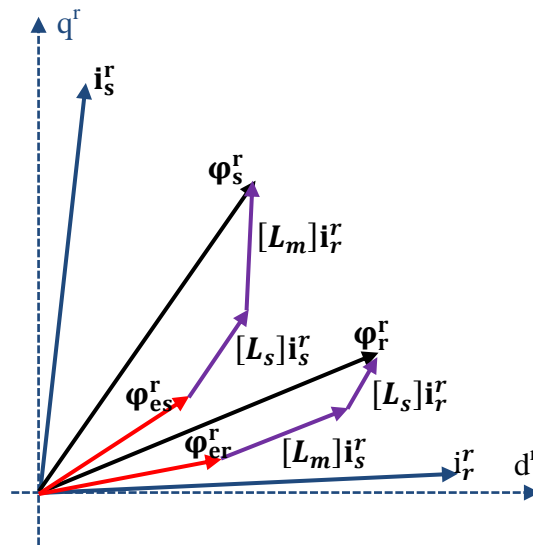


Fig. 1.7 Diagramma vettoriale di flussi e correnti per una macchina generica

Entrambi questi modi di “esprimere” il legame flussi-correnti (equazione e figura) si riferiscono ad una generica macchina elettrica in cui esistano il circuito di statore, di rotore ed i magneti e per la quale le rappresentazioni bifase equivalenti di avvolgimenti e magneti introducano dei termini per entrambi gli assi del sistema rotorico.

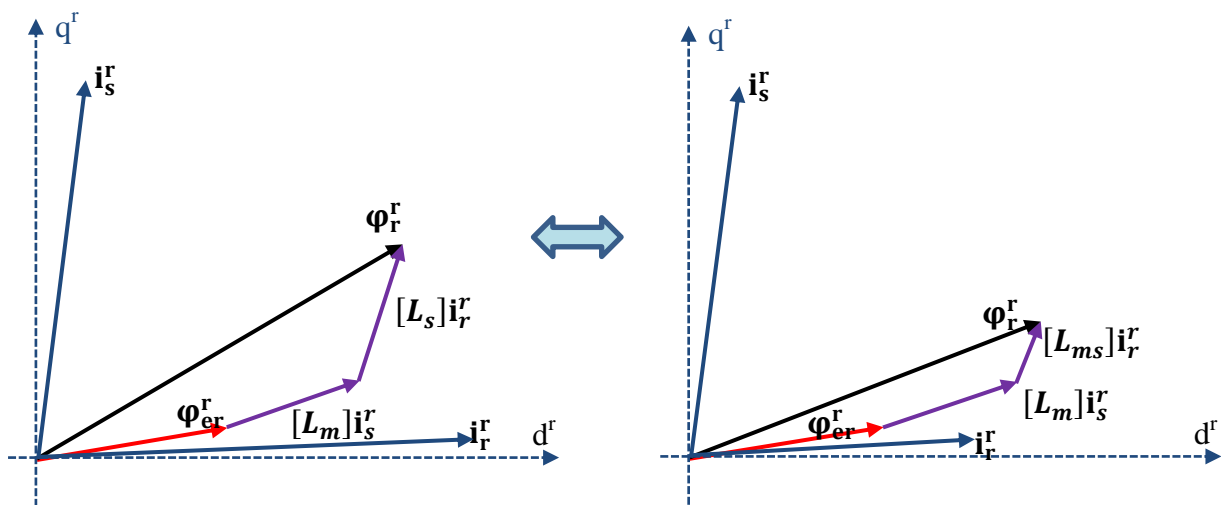


Fig. 1.8 Diagramma vettoriale di flussi e correnti di rotore per una generica macchina

Osservando la figura si nota che la direzione del flusso di rotore non è univocamente determinata in quanto dipende dall'entità e dalla direzione delle correnti, che sono variabili nel tempo.

Nonostante sia possibile mantenere ed implementare questo schema di modellizzazione della macchine elettrica si è preferito ridurne la generalità al fine ottenere i benefici dati dal poter estendere concetti quali l'orientamento di campo, costante di coppia, ecc...

In questo caso l'espressione matematica precedente diviene:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd}^r(t) \\ \varphi_{sq}^r(t) \\ \varphi_{rd}^r(t) \\ \varphi_{rq}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq} \\ L_{md} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}^r(t) \\ i_{sq}^r(t) \\ i_{rd}^r(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{esd}^r \\ 0 \\ \frac{L_{rd}}{L_{md}} \cdot \varphi_{esd}^r \\ 0 \end{bmatrix}$$

mentre la relativa figura:

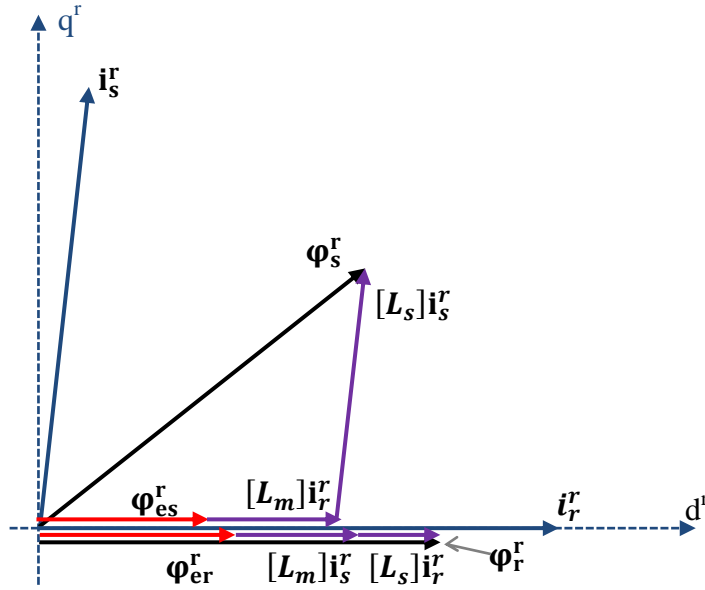


Fig. 1.9 Diagramma vettoriale di flussi e correnti relativo al legame flussi-corrente in forma ridotta

Tale legame flussi-correnti ipotizza una macchina in cui l'effetto dei magneti è percepito unicamente per l'asse-d delle rappresentazioni bifasi equivalenti degli avvolgimenti di rotore e di statore o, in altre parole, una macchina nella quale il sistema rotorico è orientato in modo tale che da farne coincidere l'asse-d con la direzione del flusso generato dai magneti. Similarmente, supponendo che la rappresentazione bifase equivalente dell'avvolgimento di rotore si espliciti solo per un unico asse, si sceglierà come sistema rotorico quello il cui asse-d coincida con la direzione del flusso generato dall'avvolgimento di rotore. E' possibile modellizzare delle ipotetiche macchine in cui compaiano sia i magneti che l'avvolgimento di rotore, solamente se le direzioni dei flussi da loro generati coincidono. Queste restrizioni hanno lo scopo di "fissare" la direzione del flusso indotto nell'avvolgimento di rotore e di portare quindi ai benefici precedentemente citati.

La possibilità di preservare la modellizzazione più generale è stata comunque presa in considerazione ed in quest'ottica sono stati condotti degli studi i cui risultati hanno però evidenziato delle notevoli complicazioni nelle espressioni matematiche risultanti e la perdita di concetti, quali ad esempio l'orientamento di campo, che permettono di schematizzare elegantemente alcune tipologie di algoritmi per il controllo delle macchine elettriche. Come si è potuto vedere, l'estensione del legami flussi alle macchine sincrone convenzionali, sintetizzato dall'equazione $\hat{\varphi}_r^s = \varphi_s^s - L_{sq} \cdot i_s^s$, permette di risalire alla posizione del rotore e sarà questa la base su cui poggeranno gli algoritmi sensorless per tale tipologia di macchine.

Con queste parole si è voluta dar spiegazione della scelta di ridurre il campo di applicazione del modello alle sole macchine “convenzionali”, in quanto, ad una perdita di generalità, che per altro riguarda ipotetiche tipologie di macchine, si contrappone una semplificazione delle equazioni matematiche del modello stesso e soprattutto la condivisione di alcuni concetti molto utili negli algoritmi di controllo.

1.7 SOLUZIONE ED IMPLEMENTAZIONE DEL MODELLO

In questa sezione verrà presentata la soluzione del modello, ossia di un algoritmo numerico che, partendo dalle equazioni matematiche del modello stesso, permetta di ottenere la stima dei flussi in funzione del tempo.

Da un punto di vista teorico le equazioni del modello consentono di calcolare l’andamento dei flussi di macchina in funzione del tempo, in altre parole, risolvendo il sistema di equazioni differenziali espresso dall’equazione del movimento di stato, si ottengono i flussi definiti come funzioni nel tempo. Implicitamente si è però inteso che siano note anche le funzioni che legano le tensioni di ingresso al tempo, in caso contrario non è possibile esplicitare la soluzione analitica del modello.

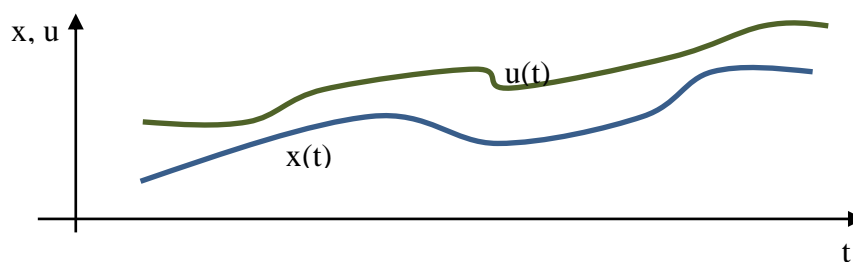


Fig. 1.10 Andamento ipotetico di ingressi e stati del sistema in funzione del tempo

E’ necessario ora contestualizzare l’utilizzo del modello in modo da chiarire le “condizioni” in cui esso dovrà operare al fine di indirizzare correttamente l’analisi e lo studio della risoluzione numerica del modello stesso.

Come anticipato in precedenza, il modello delle macchine elettriche verrà utilizzato in sistemi di controllo di tipo digitale, ossia in sistemi in cui avviene quella che normalmente si definisce discretizzazione del tempo (o campionamento). A differenza di quanto avviene in quei sistemi che vengono definiti analogici, i processi di controllo non avvengono con continuità nel tempo, ma sono effettuati ad intervalli di tempo finiti. In un certo senso, si può pensare che il processo di controllo (P.d.C.) si compia in un lasso di tempo infinitamente piccolo e che venga ripetuto con una certa cadenza temporale, conseguenza di ciò è che le azioni di controllo (A.d.C.), ossia l’attuazione delle decisioni che il controllo esercita per assolvere allo scopo per cui è stato progettato, siano costanti fra un processo e quello successivo.

La figura mostra il processo di discretizzazione nel tempo tipico di questi sistemi e mostra come le azioni di controllo siano costanti all'interno dell'intervallo di campionamento T_c o ciclo di controllo.

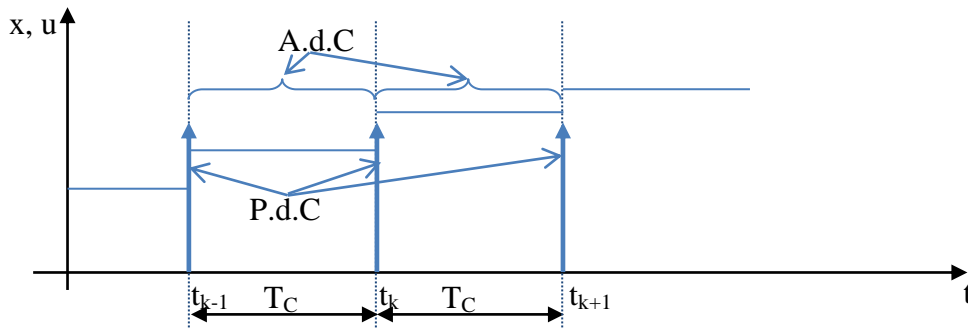


Fig. 1.11 Sequenza degli intervalli di controllo e la discretizzazione delle azioni di controllo

I moderni azionamenti per macchine elettriche sono un esempio di sistemi di controllo digitali, in cui l'algoritmo di controllo, che viene eseguito ricorsivamente, ha il fine di “decidere” le tensioni che i dispositivi di potenza dovranno esercitare sulla macchina. A riguardo, prassi comunemente diffusa è quella di coordinare la cadenza del processo di controllo con le sequenze di modulazione dei suddetti dispositivi.

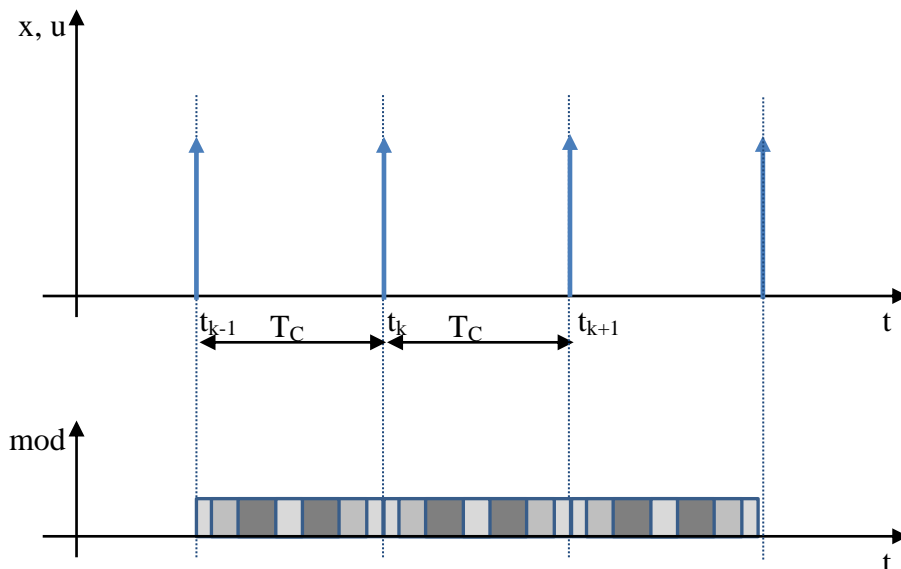


Fig. 1.12 Coordinamento fra la sequenza dei cicli di controllo e le sequenze di modulazione

In un azionamento con controllo di tipo digitale è quindi ragionevole affermare che, trascurando le armoniche dovute al principio di modulazione, le tensioni applicate alla macchina siano costanti per tutta la durata di un ciclo di controllo e quindi, come accennato in precedenza, gli ingressi del modello siano costanti.

Nell'ottica di vedere il modello della macchina elettrica come uno strumento in grado di offrire alcune grandezze necessarie all'algoritmo di controllo della macchina stessa (FOC, DTC, ecc...) si

deve pensare il processo di controllo dell'azionamento come la sequenza di due blocchi, primo dei quali è il modello (model.), mentre il secondo è l'effettivo algoritmo di controllo (control.). In tal senso è necessario che, all'interno del processo di controllo, la soluzione del modello venga eseguita “prima” dell'algoritmo di controllo macchina in quanto dovrà offrire a quest'ultimo alcune fondamentali grandezze.

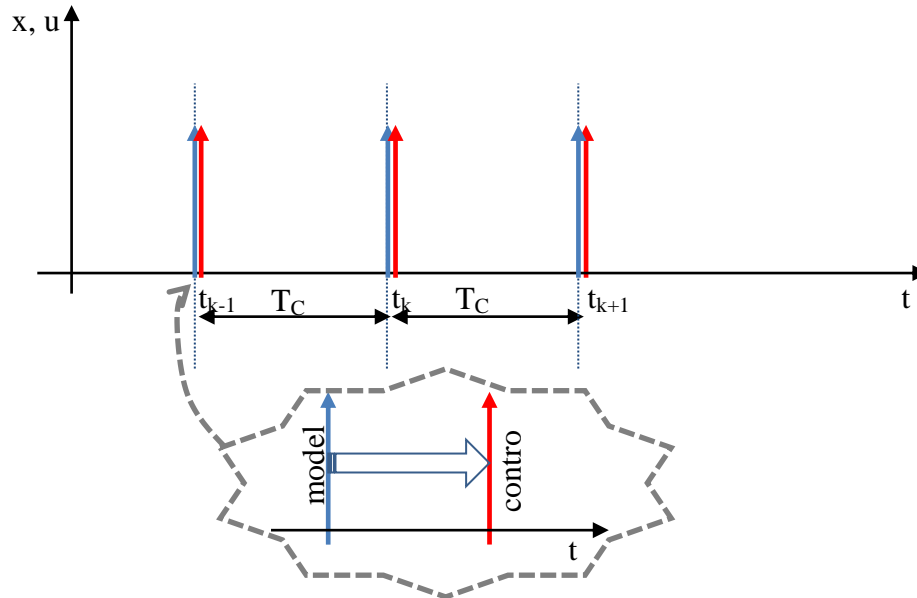


Fig. 1.13 Sequenze di controllo e lo zoom di una di esse in cui si vede che è la somma dell'esecuzione del modello e dell'algoritmo di controllo

A questo punto può nascere una perplessità, in quanto il modello necessita delle tensioni di macchina (ingressi) che sono calcolate dall'algoritmo di controllo macchina che, essendo eseguito “dopo” il modello, non può “anticiparne” i valori. A risolvere questa incongruenza può essere utilizzato uno stratagemma, infatti a causa dei limiti tecnologici (tempi di calcolo non infinitesimi, ritardi nei segnali di controllo dei dispositivi di potenza, ecc...) non è possibile eseguire il processo di controllo in un tempo infinitamente piccolo e quindi le tensioni di macchina calcolate nel k -esimo ciclo di controllo verranno effettivamente applicate al motore in quello successivo.

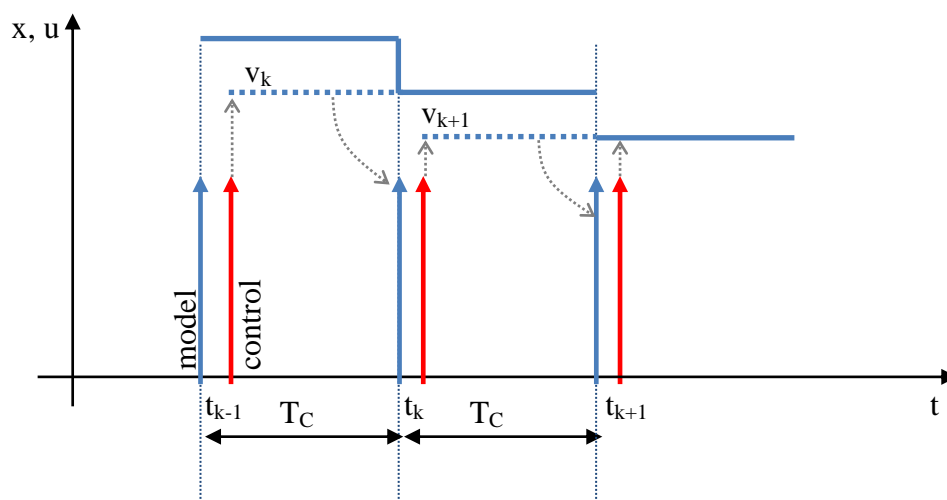


Fig. 1.14 Le uscite (tensioni) dell'algoritmo di controllo saranno in realtà applicate durante il seguente ciclo di controllo

Da questa considerazione nasce quindi la modalità con cui il modello del motore verrà effettivamente implementato ed utilizzato, in quanto è possibile ritenerne gli ingressi costanti (coordinamento fra ciclo di controllo e sequenze di modulazione) e noti (utilizzando i valori delle tensioni elaborate nel ciclo di controllo precedente). La soluzione del modello prevede quindi l'integrazione della "primitiva" dell'equazione di movimento di stato ($\int M$) per un intervallo di tempo pari a quello di campionamento e nel quale gli ingressi sono effettivamente noti e costanti.

L'integrazione di un'equazione differenziale (qual è in un certo senso l'equazione del movimento di stato) necessita delle condizioni iniziali. Per il primo ciclo di controllo si dovrà prevedere una idonea procedura di inizializzazione, ossia di un algoritmo che fornisca il valore di partenza dei flussi di macchina. Per i successivi cicli di controllo le condizioni iniziali saranno l'esito dell'integrazione eseguita nel ciclo precedente. Infatti, si vuol porre in evidenza il fatto che, strutturando l'intero processo secondo le linee fino ad ora esposte, l'integrazione del modello rende i valori dei flussi di macchina alla fine del ciclo di campionamento, ossia nel k-esimo ciclo di controllo vengono calcolati i valori che i flussi assumeranno all'istante k+1. Data la ciclicità del processo di controllo, le condizioni iniziali per un generico ciclo k-esimo saranno gli esiti del precedente ciclo k-1.

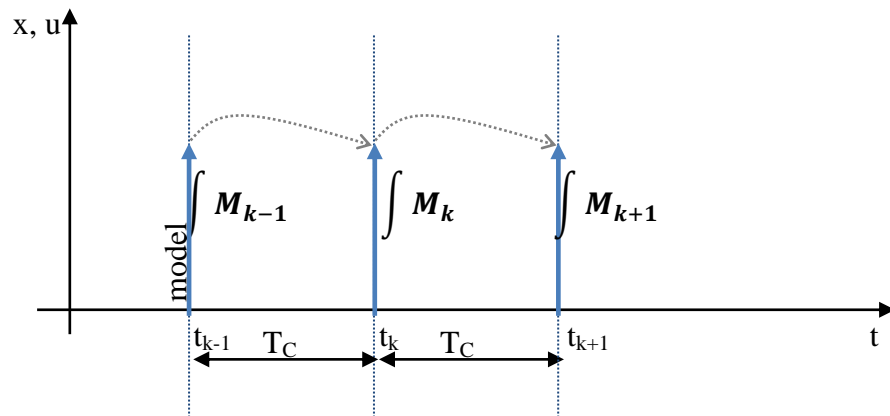


Fig. 1.15 L'integrazione nel k-esimo ciclo fornisce lo stato (flussi) al termine del corrispondente ciclo di controllo e che tali valori sono le condizioni iniziali per l'integrazione successiva

Vengono ora illustrate due considerazioni, la seconda delle quali sarà in seguito utile per meglio comprendere la procedura con cui viene realizzata l'integrazione del modello.

Come è stato illustrato è possibile organizzare il processo di controllo in modo tale da ritenere che gli ingressi del modello siano una corretta rappresentazione, ciclo per ciclo, di quello che avviene effettivamente nella realtà. Altri algoritmi di stima dei flussi di macchina possono avere in tal senso delle limitazioni, si pensi infatti allo stimatore in tensione espresso, in forma generica, dalla seguente equazione:

$$\varphi_s(t_{k+1}) = \int_{t_k}^{t_{k+1}} (v_s(t) - r_s \cdot i_s(t)) dt + \varphi_s(t_k)$$

che rappresenta un processo ciclico di integrazione analogo a quello che si utilizza con il modello generale. Anche in questo caso è lecito poter pensare di organizzare l'intero processo di controllo in modo tale che, nell'intervallo di integrazione, la tensione di statore sia nota e costante (**Nota 9**):

$$\varphi_s(t_{k+1}) = \int_{t_k}^{t_{k+1}} (v_s(t_k) - r_s \cdot i_s(t)) dt + \varphi_s(t_k)$$

Vi però è un ulteriore problema dato dal termine che rappresenta la caduta di tensione sulla resistenza in cui, volutamente, si è espressa la corrente come funzione del tempo e non la si è “fissata” ad un determinato istante di tempo. Ritenere la corrente di statore costante per tutto l'intervallo di integrazione può essere una approssimazione non trascurabile e quindi si dovrebbe conoscerne l'andamento per l'intero ciclo di controllo. Per risolvere questo problema si potrebbe pensare a soluzioni che prevedano un sovra-campionamento di questa grandezza, ossia una serie di misure effettuate con una cadenza superiore al ciclo di controllo. In questo modo, sarebbe possibile ricostruirne l'andamento nel tempo interpolando i campioni così ottenuti ed integrando questa sorta di funzione nel tempo della corrente. Se da un lato questo tipo di soluzione comporta notevoli problemi tecnologici (sovra-campionamento, interpolazione, ecc...), non danno allo stimatore la qualità di “prevedere” quello che avverrà al termine del ciclo di controllo in quanto la sequenza di campionamento della corrente può contenere solamente informazioni relative al passato e quindi la stima del flusso effettuata con questa strategia può fornire, al ciclo k-esimo, lo stato dei flussi all'istante k-esimo in funzione di quello che è avvenuto durante il ciclo precedente:

$$\varphi_s(t_k) = \int_{t_{k-1}}^{t_k} (v_s(k-1) - r_s \cdot \sum_{k-1} i_s(n)) dt + \varphi_s(t_{k-1})$$

dove $\sum_{k-1} i_s(n)$ rappresenta la funzione che interpola la sequenza di sovra-campionamento della corrente di statore. Lo stimatore in tensione viene comunque largamente impiegato anche in assenza di metodi per compensare le variazioni della corrente di statore ritenendola costante per tutto l'intervallo di campionamento. Questa approssimazione è più sensibile quando la frequenza delle grandezze statoriche è particolarmente elevata (come avviene, ad esempio, quando il motore ruota ad alta velocità), in questo caso però il termine dovuto alla caduta di tensione è di importanza relativa se confrontato con la tensione totale di statore e quindi l'errore di stima ad esso dovuto può essere trascurato. In ogni caso, simulazioni mostrano che questo approccio alla stima dei flussi può comportare gravi problemi quando la frequenza è decisamente elevata e l'intervallo di campionamento non è trascurabile se rapportato al periodo delle grandezze statoriche. Il modello generalizzato non risente di questo problema in quanto non è necessario conoscere l'andamento delle correnti, essendo le tensioni i soli ingressi; per contro vi è un'altra questione da risolvere, concettualmente non molto dissimile da quella appena affrontata.

Nota 9: Con l'espressione $x(t_k)$ si intende in valore della generica variabile x all'istante t_k ; d'ora in poi verranno utilizzate anche le seguenti notazioni: $x(t_k) = x(k) = x_k$.

Nelle equazioni del movimento di stato si è detto che all'interno dell'intervallo di integrazione è possibile ritenere le tensioni note e costanti ma, in questo periodo, vi sono altri termini che variano. Infatti la matrice di transizione degli stati comprende le matrici di rotazione che sono tempo-varianti a causa della dipendenza dalla posizione rotorica di alcuni dei loro elementi:

$$[A] = -[Tm(\mathcal{G}_n(t))]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n(t))] \Rightarrow [A(t)]$$

L'approssimazione di ritenere la posizione rotorica costante per tutto il tempo di ciclo può comportare pesanti ripercussioni negative nei confronti della stima dei flussi in quanto, al pari della corrente di statore del caso precedente, in tale lasso di tempo può variare notevolmente e nel modello della macchina non si intravede la possibilità di ritenere tale approssimazione “trascurabile” rispetto a qualche altra grandezza. Scartando l'ipotesi di effettuare dei sovra-campionamenti (e di perdere di conseguenza la “predittività” del modello) si è optato per un'altra soluzione che consiste nel ritenere costante la velocità del rotore, oppure, nello specifico, di ritenere che la variazione di posizione che avviene durante il ciclo k-esimo sia uguale a quella misurata durante il precedente ciclo k-1. Anche questa è una approssimazione che, in qualche modo, fa riferimento a quello che è avvenuto in passato, è però maggiormente praticabile da un punto di vista implementativo e molto probabilmente non si discosta molto dalla realtà in quanto è difficile che la velocità del rotore cambi drasticamente durante un intervallo di campionamento essendo, questo periodo, molto piccolo (decine o qualche centinaio di microsecondi) se rapportato alle costanti di tempo tipiche dei sistemi meccanici con cui la macchina elettrica dovrà interagire. Simulazioni e prove sperimentali non hanno evidenziato particolari problemi in questo senso, è probabile che in controlli sensorless il fatto di riferirsi al passato (e di introdurre quindi un certo ritardo nella conoscenza della posizione) possa dare origine a oscillazioni ad alta frequenza nella stima dei flussi o comunque problemi quando le frequenze si fanno particolarmente elevate. Purtroppo, sia sperimentalmente che in simulazione è difficile evidenziare l'effetto di questo problema in quanto può essere “mascherato” dagli altri limiti tipici di un controllo sensorless ed è difficile stabilire se la causa del “cattivo” funzionamento del modello dipenda dal ritardo nella conoscenza della posizione oppure ha altre origini.

Sia \mathcal{G}_k la posizione del rotore all'istante k-esimo (e quindi all'inizio del k-esimo intervallo di integrazione), l'espressione della la matrice di rotazione durante il k-esimo ciclo di controllo sarà:

$$[Tm(\theta(t))] = \begin{bmatrix} \cos(\mathcal{G}(t)) & \sin(\mathcal{G}(t)) & 0 & 0 \\ -\sin(\mathcal{G}(t)) & \cos(\mathcal{G}(t)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ed essendo:

$$\mathcal{G}(t) = \mathcal{G}_k + \omega_{mk} \cdot t$$

si ottiene:

$$[Tm(\theta(t))] = \begin{bmatrix} \cos(\mathcal{G}_k + \omega_{mk} \cdot t) & \sin(\mathcal{G}_k + \omega_{mk} \cdot t) & 0 & 0 \\ -\sin(\mathcal{G}_k + \omega_{mk} \cdot t) & \cos(\mathcal{G}_k + \omega_{mk} \cdot t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

che può essere espressa in forma più succinta tramite la relazione seguente:

$$[Tm(\theta(t))] = [Tm(\mathcal{G}_k)] \cdot [Tm(\omega_{mk} \cdot t)]$$

dove:

- $\Delta \mathcal{G}_k = \mathcal{G}_k - \mathcal{G}_{k-1}$
- $\omega_{mk} = \frac{\Delta \mathcal{G}_k}{T_c} = \frac{\mathcal{G}_k - \mathcal{G}_{k-1}}{T_c}$
- $t \in [0, T_c]$

L'espressione utilizzata per calcolare la velocità meccanica $\omega_{mk} = \frac{\mathcal{G}_k - \mathcal{G}_{k-1}}{T_c}$ è la derivata, nella rappresentazione idonea a sistemi discreti, della posizione del rotore ed il suo uso nella soluzione del modello sembra contrapporsi a quelle regole, insegnate dall'esperienza, che suggeriscono di evitarne l'utilizzo. Nelle prossime pagine verrà descritto nel dettaglio l'algoritmo numerico che porta alla soluzione del modello e si potrà verificare che non si deve calcolare effettivamente la velocità meccanica, l'espressione riportata della matrice di rotazione ha il solo intento di evidenziare come si ritenga che la posizione rotorica vari linearmente in funzione del tempo percorrendo una distanza pari a quella del ciclo precedente.

Sia $P_\varphi(t)$ la primitiva, ossia la soluzione, del sistema di equazioni differenziali espresso dall'equazione del movimento di stato del modello; la sua integrazione nell'intervallo T_c rappresenta la variazione degli stati (flussi) nel periodo di tempo relativo al k-esimo ciclo di controllo in cui si vuole stimare l'entità dei flussi di macchina al termine del ciclo di controllo:

$$\varphi_{k+1} = [P_\varphi(t)]_0^{T_c} + \varphi_k$$

La formulazione generale della primitiva per sistemi di equazioni differenziali del primo ordine riferita al caso del modello è:

$$P_\varphi(t) = \varphi(t) = e^{\int [A(t)] dt} \cdot \int \left(e^{-\int [A(t)] dt} \cdot v_k \right) dt$$

in cui si è voluto evidenziare come le tensioni di macchina siano costanti per un intero ciclo di integrazione.

In via teorica l'algoritmo di risoluzione per il modello è l'integrazione ciclica della primitiva dell'equazione del movimento di stato:

$$\varphi_{k+1} = \left[e^{\int [A(t)] dt} \cdot \int \left(e^{-\int [A(t)] dt} \cdot v_k \right) dt \right]_0^{T_c} + \varphi_k$$

Nonostante la primitiva abbia un'espressione apparentemente semplice e concisa la sua soluzione analitica comporta elevate difficoltà, a riguardo sono stati effettuati molti tentativi, ricorrendo alla teoria delle matrici e agli sviluppi in serie ma, in ogni caso, i risultati ottenuti non erano soddisfacenti in quanto vi era la necessità di trascurare qualche termine. Queste problematiche sono sostanzialmente dovute al fatto che i coefficienti (matrice $[A](t)$) del sistema di equazioni da risolvere sono tempo-varianti e, come è stato detto in precedenza, non è possibile ignorare questo aspetto. Per uscire da questo dilemma si è cambiato il modo di approcciarsi al problema in quanto, piuttosto che cercare una soluzione "esatta", si è preferito eseguire il processo di integrazione come una sequenza di sotto-integrazioni. In altre parole, si è immaginato di suddividere il periodo di integrazione T_c in " N " intervalli T_{cn} pari a $T_{cn} = \frac{T_c}{N}$ durante i quali si ritiene che la posizione sia costante e che venga aggiornata solamente da un sotto-intervallo all'altro con una variazione pari a

$$\Delta \mathcal{G}_{kn} = \frac{\Delta \mathcal{G}_k}{N}$$

In questo modo si è aggirato il problema della tempo-varianza della matrice di transizione di stato, rendendo la soluzione analitica dell'equazione di movimento di stato più semplice. E' implicito che questo modo di operare introduce un'approssimazione in quanto la posizione del rotore varia con continuità e non in modo discontinuo, approssimazione che è più sensibile all'aumentare della velocità e che può essere ridotta aumentando il numero dei sotto-intervalli di integrazione. Si può dire a riguardo che, in ogni caso, la soluzione esatta della primitiva avrebbe comportato dei calcoli molto complessi la cui implementazione su microprocessore potrebbe dare notevoli problemi di approssimazione; infatti con tali strumenti di calcolo si ottengono spesso risultati migliori eseguendo un elevato numero di operazioni "semplici" piuttosto che insistere nel voler implementare un'equazione matematica molto "complicata". La posizione del rotore relativa all' n -esimo sotto-intervallo di integrazione è pari a

$$\mathcal{G}_n = \mathcal{G}_k + \Delta \mathcal{G}_{kn} \cdot n$$

e quindi l'equazione del movimento di stato diviene

$$\dot{\varphi}(t) = -[Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)] \cdot \varphi(t) + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v_k$$

la cui primitiva $P_g(\mathcal{G}_n)$ permette di esprimere il processo di integrazione con la relazione seguente:

$$\varphi_{k+1} = \sum_{n=1}^N [P_g(\mathcal{G}_n)]_0^{T_{cn}} + \varphi_k$$

Dalla formula generale si può ottenere l'espressione per l'integrazione dell'n-esima primitiva $P_g(\mathcal{G}_n)$ data da:

$$\varphi_{n+1} = [P_g(\mathcal{G}_n)]_0^{T_{Cn}} = [A_n]^{-1} \cdot (e^{[A_n]T_{Cn}} - [I]) \cdot ([Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v_k) + e^{[A_n]T_{Cn}} \cdot \varphi_n$$

In cui:

- $\varphi_{n+1} = [P_g(\mathcal{G}_n)]_0^{T_{Cn}}$ è il risultato dell'integrazione della primitiva dell'equazione del movimento di stato eseguita nell'n-esimo sotto-intervallo
- φ_n è il risultato dell'integrazione relativa al sotto-intervallo precedente, nel caso di $n = 1$, ossia l'integrazione per il primo sotto-intervallo, si pone $\varphi_1 = \varphi_k$
- $[A_n]$ è la matrice di transizione degli stati relativa all'n-esimo sotto-intervallo e pari a:
a: $[A_n] = -[Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]$

La figura seguente schematizza la suddivisione dell'intervallo di integrazione e la relativa "discretizzazione" della posizione, l'integrazione dei flussi per l'intero tempo di ciclo è quindi ottenuta come sommatoria di "N" integrazioni parziali $[P_g(\mathcal{G}_n)]_0^{T_{Cn}}$ per ognuna delle quali la posizione viene aggiornata e quindi ritenuta costante:

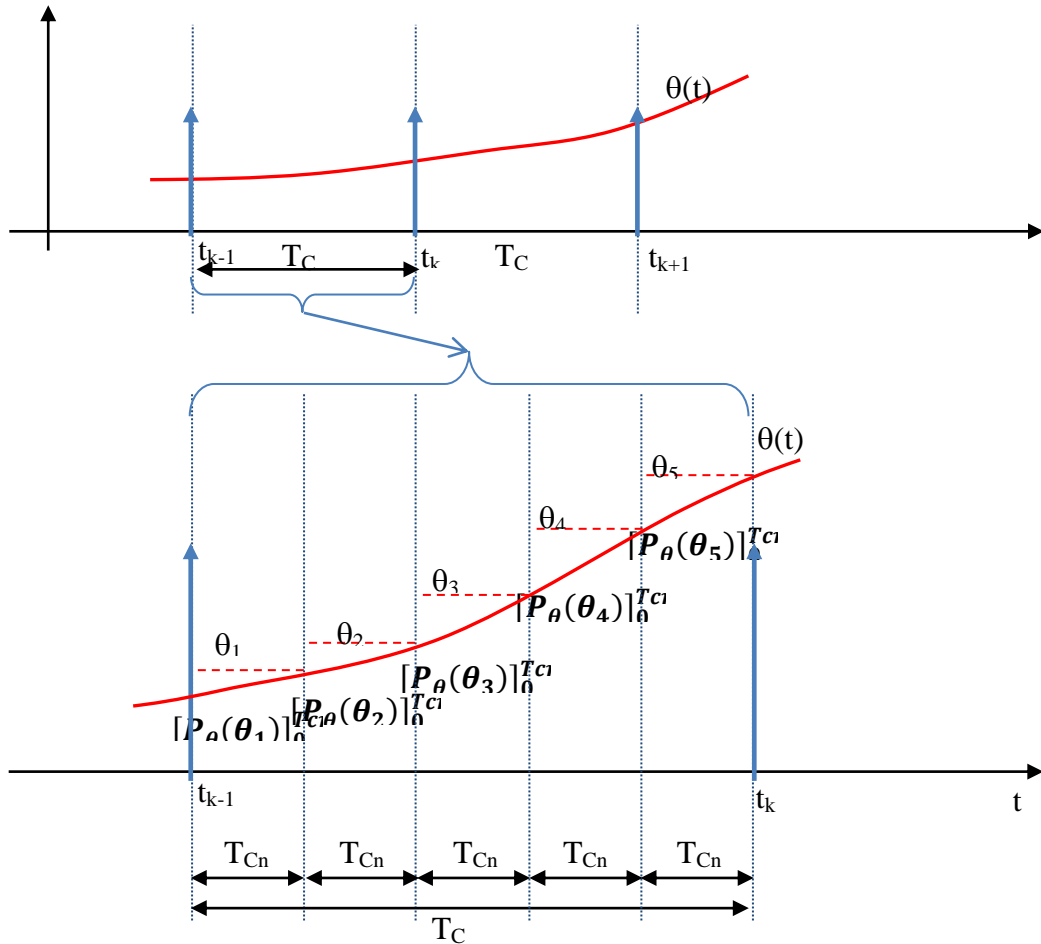


Fig. 1.16 Meccanismo di sotto-integrazione

Si può notare come vi sia la presenza di un esponenziale di matrice $e^{[A_n]Tc_n}$, il cui sviluppo in serie è dato da:

$$e^{[A_n]Tc_n} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \cdot ([A_n] \cdot Tc_n)^n = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \cdot [A_n]^n \cdot Tc_n^n$$

Numericamente il coefficiente Tc_n è molto piccolo e quindi è possibile trascurare i termini della serie in cui tale valore è elevato a potenza in quanto, a causa della risoluzione numerica che possono offrire i microprocessori, nell'esecuzione degli algoritmi di calcolo il loro contributo verrebbe comunque troncato. Quest'approssimazione equivale ad ipotizzare che, per la durata di un sotto-intervallo di integrazione, il flusso vari linearmente in funzione del tempo, ossia :

$$\dot{\varphi}(t) = \frac{\varphi_{n+1} - \varphi_n}{Tc_n} = \frac{\varphi(t_{n+1}) - \varphi(t_n)}{Tc_n} = \frac{\varphi(t_n + Tc_n) - \varphi(t_n)}{Tc_n}$$

Per esprimere lo stesso concetto si può ricorrere allo sviluppo di Taylor, di cui si riporta l'espressione per una funzione generica e quella relativa all'equazione del movimento di stato:

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)}{n!} \cdot (x-a)^n \Rightarrow \varphi(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\varphi^{(n)}(a)}{n!} \cdot (t-a)^n$$

Troncando lo sviluppo alla derivata prima e ponendo:

$$\begin{cases} \varphi^{(1)}(a) = [A_n] \cdot \varphi_{n+1} + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v_k \\ t = t_n \\ a = t_{n+1} \end{cases}$$

Si ottiene:

$$\varphi_n = \varphi_{n+1} + ([A_n] \cdot \varphi_{n+1} + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v_k) \cdot (t - t - Tc_n)$$

da cui:

$$\frac{\varphi_{n+1} - \varphi_n}{Tc_n} = [A_n] \cdot \varphi_{n+1} + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v_k$$

Ma il termine $[A_n] \cdot \varphi_{n+1} + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v_k$ è l'equazione del movimento di stato e quindi:

$$\begin{aligned} [A_n] \cdot \varphi_{n+1} + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [R] \cdot [L]^{-1} \cdot \varphi_e^r + v_k &= \dot{\varphi}_{n+1} \\ \Downarrow \\ \frac{\varphi_{n+1} - \varphi_n}{Tc_n} &= \dot{\varphi}_{n+1} \end{aligned}$$

che rappresenta la discretizzazione in avanti della derivata dei flussi e che permette di ricavare una formula recursiva, definita P_n , utile al processo di integrazione:

$$P_n = \varphi_{n+1} = \frac{[I]}{[I] + Tc_n \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]} \cdot (Tc_n \cdot v_k + \varphi_n) + \frac{[I]}{[I] + Tc_n \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau]^{-1} \cdot \varphi_e^r$$

dove $[\tau] = [L] \cdot [R]^{-1}$ e quindi l'integrazione dei flussi per il k-esimo ciclo di controllo suddiviso in "N" sotto-intervalli è sintetizzato con l'espressione seguente:

$$\begin{cases} \varphi_{k+1} = \sum_{n=1}^N P_n + \varphi_k \\ n=1 \Rightarrow \varphi_1 = \varphi_k \end{cases}$$

Ad ogni sotto-intervallo di integrazione è necessario aggiornare la matrice di rotazione in base al nuovo valore \mathcal{G}_n della posizione meccanica e poi calcolare il valore del flusso φ_{n+1} al termine dello stesso sotto-intervallo in funzione del suo valore iniziale φ_n che, per il primo sotto-intervallo, coincide con l'esito del processo di integrazione relativo al ciclo di controllo precedente.

Entrando nel merito dell'implementazione si osserva che è necessario ricalcolare, per ogni sotto-intervallo di integrazione, la matrice di rotazione e questa operazione richiede l'uso di funzioni trigonometriche (seno, coseno) che in genere sono particolarmente "pesanti", ossia richiedono un certo dispendio di tempo da parte del microprocessore per essere eseguite. Per "alleggerire" l'algoritmo di calcolo si è utilizzata una funzione recursiva anche per la matrice di rotazione:

$$[Tm(\mathcal{G}_n)] = [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})]^n \cdot [Tm(\mathcal{G}_k)] = [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot [Tm(\mathcal{G}_{n-1})]$$

Ossia, invece che ricalcolare integralmente $[Tm(\mathcal{G}_n)]$ facendo uso di funzioni trigonometriche ad ogni sotto-intervallo di integrazione, si fa uso di due matrici di rotazione, $[Tm(\mathcal{G}_k)]$ e $[Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})]$, calcolate una volta soltanto come operazione preliminare all'algoritmo di integrazione. Con tali matrici ausiliarie è possibile ricavare $[Tm(\mathcal{G}_n)]$ ad ogni sotto-intervallo solamente come moltiplicazione fra matrici $[Tm(\mathcal{G}_n)] = [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot [Tm(\mathcal{G}_{n-1})]$ (eseguita con operazioni di somma e prodotto) utilizzando il valore della matrice di rotazione valido per il precedente sotto-intervallo e ponendo, per $n = 1$, $[Tm(\mathcal{G}_0)] = [Tm(\mathcal{G}_k)]$.

Esaminando

$$P_n = \frac{[I]}{[I] + Tc_n \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]} \cdot (Tc_n \cdot v_k + \varphi_n) + \frac{[I]}{[I] + Tc_n \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau]^{-1} \cdot \varphi_e^r$$

Si possono verificare le uguaglianze seguenti:

$$\begin{aligned} \left[\frac{[I]}{[I] + T_{C_n} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]} \right] &= [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot ([\tau] + T_{C_n} \cdot [I])^{-1} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)] \\ \left[\frac{[I]}{[I] + T_{C_n} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]} \right] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau]^{-1} &= [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot ([\tau] + T_{C_n} \cdot [I])^{-1} \cdot T_{C_n} \end{aligned}$$

per le quali la formula recursiva per l'integrazione diviene:

$$P_n = [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [\tau] \cdot ([\tau] + T_{C_n} \cdot [I])^{-1} \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)] \cdot (T_{C_n} \cdot v_k + \varphi_n) + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot ([\tau] + T_{C_n} \cdot [I])^{-1} \cdot T_{C_n} \cdot \varphi_e^r$$

in cui i coefficienti:

$$\begin{aligned} [K_v] &= [\tau] \cdot ([\tau] + T_{C_n} \cdot [I])^{-1} \\ [K_e] &= ([\tau] + T_{C_n} \cdot [I])^{-1} \cdot T_{C_n} \cdot \varphi_e^r \end{aligned}$$

sono costanti e possono essere calcolati offline, in modo da alleggerire ulteriormente il computo dell'integrazione:

$$P_n = [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [K_v] \cdot [Tm(\mathcal{G}_n)] \cdot (T_{C_n} \cdot v_k + \varphi_n) + [Tm(\mathcal{G}_n)]^{-1} \cdot [K_e]$$

Si osserva che ad ogni iterazione dell'algoritmo di integrazione è necessario ricalcolare la matrice di rotazione operazione che, anche se eseguita con la formula recursiva, richiede un certo impegno di risorse, inoltre essa viene "impiegata" tre volte. Sempre al fine di ridurre i tempi di esecuzione, il processo recursivo di integrazione viene eseguito interamente nel sistema rotorico e quindi la formula recursiva diviene:

$$P_n^r = [K_v] \cdot [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot (T_{C_n} \cdot v_n^r + \varphi_n^r) + [K_e]$$

dove:

$$\begin{aligned} v_{n+1}^r &= [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot v_n^r \\ n=1 &\Rightarrow \begin{cases} \varphi_1^r = \varphi_k^r = [Tm(\mathcal{G}_k)] \cdot \varphi_k \\ v_1^r = v_k^r = [Tm(\mathcal{G}_k)] \cdot v_k \end{cases} \end{aligned}$$

In questo modo la matrice di rotazione viene applicata solamente due volte e soprattutto non è necessario ricalcolarla ad ogni sotto-intervallo in quanto si fa uso della matrice $[Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})]$ che viene elaborata, come operazione preliminare, soltanto una volta. L'integrazione numerica della primitiva P_n^r restituirà i flussi al termine del ciclo di controllo ed espressi nel sistema di riferimento del rotore che, durante l'intervallo di integrazione, ha subito uno spostamento stimato pari a $\Delta \mathcal{G}_k = \mathcal{G}_k - \mathcal{G}_{k-1}$. Per ottenere i flussi nei rispettivi riferimenti naturali sarà quindi necessario applicare la matrice di rotazione inversa, calcolata per $\mathcal{G}_{k+1} = \mathcal{G}_k + \Delta \mathcal{G}_k$, al risultato ottenuto con

l'integrazione così ottenuta. Gli accorgimenti proposti hanno lo scopo di ridurre le operazioni necessarie all'algoritmo di integrazione, focalizzandosi maggiormente su quelle richieste nella parte recursiva in quanto, per ridurre le approssimazioni precedentemente elencate, vi può essere l'esigenza di eseguire un consistente numero di iterazioni ($10 \div 30$).

L'algoritmo di risoluzione del modello può essere suddiviso nei seguenti passi:

1	Acquisizione degli ingressi	v_k
2	Acquisizione delle condizioni iniziali	φ_k
3	Acquisizione della posizione	\mathcal{G}_k e $\Delta \mathcal{G}_k = \mathcal{G}_k - \mathcal{G}_{k-1}$
4	Operazioni preliminari	$\Delta \mathcal{G}_{k_n} = \frac{\Delta \mathcal{G}_k}{N}$ $[Tm(\theta_k)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
5	Inizializzazione parte recursiva	$\varphi_1^r = [Tm(\mathcal{G}_k)] \cdot \varphi_k$ $v_1^r = [Tm(\mathcal{G}_k)] \cdot Tc_n \cdot v_k$
6	Parte recursiva	$\varphi_{k+1}^r = \sum_{n=1}^N [K_v] \cdot [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot (v_n^r + \varphi_n^r) + [K_e]$ $v_{n+1}^r = [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot v_n^r$
7	Calcolo della posizione presunta al termine del ciclo e relativa matrice di rotazione	$\mathcal{G}_{k+1} = \mathcal{G}_k + \Delta \mathcal{G}_k$ \Downarrow $[Tm(\theta_{k+1})]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{k+1}) & -\sin(\theta_{k+1}) & 0 & 0 \\ \sin(\theta_{k+1}) & \cos(\theta_{k+1}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
8	Riconversione nei sistemi di riferimento naturali	$\varphi_{k+1} = [Tm(\theta_{k+1})]^{-1} \cdot \varphi_{k+1}^r$

Come già anticipato, le matrici $[K_v]$ e $[K_e]$ possono essere calcolate offline in quanto composte da parametri ritenuti note e costanti, inoltre, nell'inizializzazione della parte recursiva si tiene conto del fattore Tc_n relativo alle tensioni soltanto unicamente con la relazione $v_1^r = [Tm(\mathcal{G}_k)] \cdot Tc_n \cdot v_k$, in questo modo non è necessario eseguire tale prodotto diverse volte come avverrebbe nel caso in cui venga inserito nella parte recursiva:

$$\varphi_{k+1}^r = \sum_{n=1}^N [K_v] \cdot [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot (Tc_n \cdot v_n^r + \varphi_n^r) + [K_e] \Rightarrow \varphi_{k+1}^r = \sum_{n=1}^N [K_v] \cdot [Tm(\Delta \mathcal{G}_{k_n})] \cdot (v_n^r + \varphi_n^r) + [K_e]$$

Per omogeneità dell'esposizione si è sempre rappresentata al matrice di rotazione $[T_m]$ di dimensioni $[4 \times 4]$, ma si può notare che l'operazione di "rotazione" riguarda soltanto le grandezze statoriche e quindi, nell'effettiva realizzazione dell'algoritmo per il computo dell'integrale dei flussi, si è tenuto in conto di quest'aspetto e per diminuire la mole dei calcoli necessari all'esecuzione del programma si sono "ruotate" solamente variabili inerenti al sistema statorico.

Le condizioni iniziali del generico ciclo k-esimo sono i flussi risultanti dall'integrazione del precedente ciclo di controllo (si ricordi che il flusso integrato nel k-esimo ciclo è la stima del suo stato al termine dello stesso ciclo), per il primo intervallo di integrazione è quindi necessario predisporre una procedura di inizializzazione dei valori dei flussi in quanto non possono essere "ereditati" dal ciclo precedente. Purtroppo non è possibile pensare ad un algoritmo di inizializzazione generale in quanto esso dipende da come è strutturato ed organizzato l'intero sistema di controllo. Per fare qualche esempio si pensi ad un motore asincrono, grazie alla sua isotropia non è necessario individuare la posizione iniziale del rotore e quindi l'algoritmo di controllo (e il modello) possono essere "avviati" fin da subito, ossia da quando il motore non è stato ancora alimentato in alcun modo ed è perciò possibile ritenere che i flussi iniziali siano nulli. Per una generica macchina sincrona è necessario ottenere la posizione iniziale del rotore tramite una procedura "indipendente" dall'algoritmo di controllo macchina e dal modello, informazione che spesso è ottenuta mediante l'iniezione di correnti negli avvolgimenti del motore. In tal senso nasce l'inconveniente di avere una macchina "flussata" ancor prima di dare inizio all'effettivo algoritmo di stima dei flussi (integrazione del modello) ed è perciò necessario ideare una procedura per ottenerne i valori iniziali. Ad esclusione delle macchine asincrone, per le quali non è necessario prestabilire la posizione iniziale, si è ipotizzato che un'eventuale procedura di "inizializzazione" della posizione agisca solamente su quei avvolgimenti di cui è possibile misurarne le relative correnti. In questo modo, utilizzando il legame flussi-correnti, è possibile inizializzare lo stato (flussi) del modello secondo la procedura seguente:

1	la procedura di inizializzazione della posizione permette di ricavare la posizione iniziale del rotore	\mathcal{G}_0
2	al termine della procedura di inizializzazione della posizione negli avvolgimenti di macchina si hanno le seguenti correnti, espresse nei rispettivi sistemi di riferimento naturali	$i(0) = [i_{sd}^s(0) \quad i_{sq}^s(0) \quad i_{rd}^r(0) \quad i_{rq}^r(0)]^T$
3	è quindi possibile calcolare il valore iniziale della matrice di rotazione del modello e riportare con essa le correnti nel sistema rotorico	$[T_{m_0}] = [T_m(\mathcal{G}_0)]$ \Downarrow $i^r(0) = [T_{m_0}] \cdot i(0)$
4	tramite il legame flussi-correnti è possibile calcolare i valori dei flussi al termine della procedura di inizializzazione della posizione (e quindi all'inizio dell'integrazione del modello) espressi nel sistema di riferimento rotorico	$\varphi^r(0) = [L] \cdot i^r(0) + \varphi_e$
5	che possono essere poi riportati nei sistemi di riferimento naturali	$\varphi(0) = [T_{m_0}]^{-1} \cdot \varphi^r(0)$

Quindi al primo ciclo di controllo del modello è possibile porre $\varphi_0 = \varphi(0)$ e "avviare" quindi l'algoritmo di integrazione al termine della procedura di inizializzazione della posizione.

Si vuol far notare che l'introduzione della matrice $[\tau] = [L] \cdot [R]^{-1}$ permette di risolvere il problema di dover rappresentare numericamente delle grandezze infinitamente grandi; infatti, qualora si debba

ricorrere alla rappresentazione virtuale di un avvolgimento rotorico (ad esempio, per i motori sincroni a riluttanza) si suppone che la resistenza di detto avvolgimento tenda ad “infinito”

$$[R] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \rightarrow \infty \end{bmatrix}$$

e quindi:

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} 1/r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

da cui:

$$[\tau] = [L] \cdot [R]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & L_{mq} \\ L_{md} & 0 & L_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd}/r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{sq}/r_s & 0 & 0 \\ L_{md}/r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

in definitiva, si è verificato che la nozione di avvolgimento “virtuale” non comporta problemi nella realizzazione dell’algoritmo numerico per l’integrazione dell’equazione di movimento di stato essendo la sua rappresentazione risolta in modo “naturale”.

Si propongono ora delle brevi considerazioni. Nonostante si sia strutturato l’algoritmo di integrazione dei flussi in modo da minimizzare i calcoli necessari alla sua risoluzione, i tempi di esecuzione da parte dei microprocessori normalmente utilizzati possono essere consistenti e impedirne quindi l’implementazione in quelle applicazioni in cui è richiesta una elevata frequenza di commutazione da parte dei dispositivi di potenza. Infatti, la necessità di coordinare le sequenze di commutazione ai cicli di controllo comporta che vi sia un legame inverso fra la frequenza di commutazione e l’intervallo di campionamento e quindi il periodo necessario all’esecuzione del modello costituisce un vincolo per la frequenza di “switching”. Per porre rimedio a questo limite si possono praticare diverse strade:

Inserire in corrispondenza di un ciclo di controllo diverse identiche sequenze di modulazione, in questo modo la frequenza di modulazione sarà multipla di quella di controllo senza dover eseguire l’intero processo di controllo (inclusa l’integrazione del modello) per ogni sequenza di modulazione. Il benefico è quello di aumentare la frequenza di modulazione con vantaggi in termini di ripple di corrente di macchina, è chiaro che i processi decisionali che stabiliscono le sequenze di

modulazione non avvengono con la stessa frequenza delle stesse e quindi l'efficienza dinamica dell'algoritmo di controllo deve essere stabilita in funzione della sua effettiva cadenza temporale.

Slegare l'algoritmo di controllo macchina (che è la parte dell'intero controllo sistema preposta allo sviluppo delle sequenze di modulazione) dal modello del motore. In questo caso non sono più valide le considerazioni precedenti riguardanti gli ingressi (tensioni note e costanti) e sarà quindi necessario valutare una tensione "media" erogata alla macchina durante il ciclo di integrazione del modello. In tal modo però verranno introdotte delle approssimazioni di cui è difficile valutarne l'effetto in quanto le tensioni di macchina, durante l'intervallo di integrazione, sono variabili.

Inserire in corrispondenza di un ciclo di integrazione un numero di sequenze di modulazione pari a quello in cui si è suddiviso il tempo di campionamento per ottenere l'algoritmo di integrazione. Questa soluzione è una combinazione delle precedenti, permette di soddisfare le ipotesi di ingressi noti e costanti pur dando la possibilità di cambiare le sequenze di modulazione anche durante un periodo di integrazione aggiornando, da un sotto-intervallo di integrazione all'altro, oltre che la posizione del rotore anche le tensioni in ingresso.

1.8 GRANDEZZE AUSILIARIE E PREDETTE DEL MODELLO

Nonostante il modello sia stato realizzato con lo scopo principale di stimare l'andamento dei flussi di macchina è possibile, utilizzando le misure, le stime ed i parametri che ad esso fanno riferimento, calcolare l'andamento nel tempo di un certo insieme di grandezze che possono essere utili all'algoritmo di controllo macchina. Tale insieme di grandezze è stato suddiviso, in via convenzionale, in grandezze ausiliarie e predette, intendendo quest'ultime come quelle variabili che si riferiscono alla fine del generico ciclo di controllo in cui vengono calcolate. Idealizzando il processo di controllo e supponendo che esso si espliciti in un intervallo di tempo infinitesimo posto all'inizio del k-esimo ciclo di controllo cui fa riferimento, le grandezze predette sono la stima del valore che esse dovrebbero assumere alla fine del k-esimo ciclo.

L'utilità o la necessità di calcolare le grandezze ausiliarie (e predette) va valutata a seconda dei casi e dell'intero processo di controllo in cui il modello verrà inserito. Verrà proposta ora la lista di tali grandezze ponendole in relazione all'algoritmo di integrazione dei flussi, indicando cioè se è necessario calcolarle "dopo" l'integrazione dei flussi (predette) oppure se è possibile valutarle prima (ausiliarie). In tal senso, ponendosi nel k-esimo ciclo di controllo, le grandezze ausiliarie fanno riferimento all'istante k-esimo (inizio del ciclo) mentre quelle predette fanno riferimento all'istante k+1 (fine del ciclo). Si vedrà che tutte queste grandezze, per non essere direttamente misurate, necessitano della conoscenza dei flussi con cui possono essere calcolate per via indiretta. Di conseguenza, le grandezze predette devono essere valutate dopo l'algoritmo di integrazione del modello che, fornendo il valore dei flussi di macchina alla fine del ciclo, permette appunto di risalirne al valore. In seguito, per indicare una grandezza predetta relativa al k-esimo ciclo e che quindi si riferisce all'istante k+1, si utilizzerà anche la notazione seguente:

$$x^p(k) = \tilde{x}(k+1) \quad 1.8.1$$

dove $\tilde{x}(k)$ è una generica grandezza stimata all'istante k-esimo. Nella lista verranno indicati degli esempi di come tali grandezze potranno essere utilizzate, esempi che saranno omessi per alcune

delle grandezze predette in quanto, in linea di principio, possono condividere l'utilizzo di quelle ausiliarie. La notazione utilizzata sarà quindi quella di esprimere se una generica grandezza fa riferimento all'inizio del ciclo k-esimo ($x(k)$ per le grandezze ausiliarie) oppure alla fine ($x(k+1)$ per le grandezze predette), inoltre, per variabili referenti al ciclo di controllo precedente (o comunque ad un generico ciclo di controllo "i") verrà utilizzata la seguente rappresentazione $\{x(i)\}_{i=k-1}^i$ oppure $\{x(i+1)\}_{i=k-1}^i$.

E' necessaria ora una breve parentesi; il modello della macchina proposto è un sistema autonomo nel senso che la sua evoluzione dipende dai soli ingressi (e dai parametri "ingressi" qual è la posizione del rotore), per contro esso è in grado di offrire grandezze utili ad un eventuale controllo macchina (FOC; DTC, ecc...) fra le quali è possibile annoverare anche la stima delle correnti degli avvolgimenti. In teoria è quindi possibile pensare di realizzare un controllo motore utilizzando unicamente variabili provenienti dal modello (comprese anche le correnti, utilizzate in quei controlli, quali ad esempio quelli ad orientamento di campo, che ne necessitano la conoscenza). Come si vedrà, gli errori sugli ingressi e sui parametri peggiorano la stima dei flussi e di conseguenza anche quella delle correnti che ad essi sono legate tramite la relazione flussi-correnti. Nell'intento di rendere il sistema di controllo più affidabile è preferibile utilizzare, laddove vi sia la disponibilità, grandezze misurate al posto di quelle stimate anche quando, in linea di principio, sarebbe possibile usare quelle offerte dal modello. Si vuol proporre ora un esempio; nei prossimi capitoli verrà descritto l'algoritmo di controllo macchina utilizzato per testare il modello. Per aumentare le "prestazioni" dinamiche del controllo si utilizzeranno le variabili predette, fra le quali compaiono anche le correnti di macchina che possono essere calcolate, per il k-esimo ciclo di controllo, utilizzando i flussi stimati nello stesso ciclo $\phi(k+1)$. Con questo tipo di soluzione le correnti che verranno utilizzate dal controllo sono l'esito soltanto della stima dei flussi e possono quindi risentire notevolmente degli errori che la riguardano. L'utilità delle grandezze predette è quella di fornire indicazioni su quello che sta per avvenire e di ovviare ad una classe di ritardi tipici dei controlli digitali. In tal senso è possibile pensare alle grandezze predette come ad una correzione delle stime o delle misure attuali, correzione che è raggiunta aggiungendone la stima della loro variazione che dovrebbe avvenire durante il ciclo di controllo in corso. Nell'ottica di legare maggiormente il sistema di controllo a quello che avviene nella realtà (misure) e di mantenere comunque la "predittività" si sono introdotte le grandezze misurate-predette, ossia quelle grandezze che, misurate all'inizio del ciclo di controllo, vengono corrette mediante le variazioni che subiscono le relative grandezze stimate. Le correnti usate per il controllo ad orientamento di campo utilizzato per testare il modello sono variabili misurate-predette. Siano $\tilde{x}(k)$ e $x^m(k)$ rispettivamente una grandezza stimata ed una misurata al generico istante "k", la relativa grandezza misurata-predetta è:

$$\tilde{x}^m(k+1) = \tilde{x}(k+1) - \tilde{x}(k) + x^m(k)$$

e ricordando che $x^p(k) = \tilde{x}(k+1)$ si ottiene:

$$x^m_p(k) = \tilde{x}^m(k+1) = x^p(k) - \tilde{x}(k) + x^m(k)$$

In questo modo, fin quando il modello fornisce risultati accurati vi è coincidenza fra grandezze misurate-predette e grandezze predette, nel momento in cui la precisione del modello viene meno, l'errore commesso dalle grandezze misurate-predette rispetto a quelle misurate è dato solo dall'errore sulla differenza fra due stime consecutive che, generalmente, è maggiormente tollerabile se confrontato con quello riguardante la grandezza stimata.

Per non appesantire troppo la notazione spesso si preferirà omettere l'apice “~”, indicatore del fatto che una grandezza è il risultato di una stima, in tutti quei casi in cui non vi sia il pericolo di confusione; inoltre si potrà utilizzare l'apice “^” per indicare che una grandezza è misurata-predetta, ossia:

$$x^{\text{p}}(k) = x^{\wedge}(k)$$

La distinzione fra grandezze ausiliarie e predette è adatta alle variabili puramente “elettriche”, ossia a quell'insieme di informazioni che descrivono lo stato elettromagnetico della macchina. In questo senso non è corretto includervi anche la posizione del rotore in quanto essa identifica lo stato meccanico della macchina e, in linea di principio, si può affermare che è lo stato dei flussi a dipendere dalla posizione meccanica e non il contrario (a riguardo si ricordi la definizione di parametro-ingresso che è stata data alla posizione del rotore). Per questo motivo la posizione del rotore è esclusa da tale classificazione e per essa valgono le seguenti regole:

- $\mathcal{G}(k)$ identifica la posizione, misurata o stimata, all'inizio del ciclo k-esimo
- $\mathcal{G}(k+1)$ è la posizione predetta, ossia la stima della posizione al termine del ciclo k-esimo (e quindi al termine del ciclo di controllo), come per l'algoritmo di integrazione dei flussi la relazione per ottenere $\mathcal{G}(k+1)$ è:

$$\mathcal{G}(k+1) = \mathcal{G}(k) + \Delta \mathcal{G}(k) = \mathcal{G}(k) + (\mathcal{G}(k) - \mathcal{G}(k-1))$$

- dove $\mathcal{G}(k-1)$ è la posizione, misurata o stimata, relativa al ciclo di controllo precedente e quindi all'istante t_{k-1} .

Si riportano ora le liste delle grandezze elaborate dal modello generalizzato, evidenziando le espressioni matematiche che le legano alla stima dei flussi ed un esempio del loro utilizzo da parte di algoritmi di controllo macchina.

GRANDEZZE AUSIGLIARIE		
Grandezza	Formula	Esempio di utilizzo
Flusso di statore	$\varphi_s(k) = \{\varphi_s(i)\}_{i=k-1}^i$	Compensazione fem nei regolatori di tensione
Modulo del flusso di statore	$ \varphi(k) = \sqrt{\varphi_{sd}(k)^2 + \varphi_{sq}(k)^2}$	FOC
Direzione del flusso di rotore nel sistema di rotore (si ricordi che nelle macchine sincrone convenzionali $\sigma L_{sq} = L_{sq}$)	$\hat{\varphi}_r^s(k) = \varphi_s^s(k) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^{sm}(k)$	Algoritmi per ricavare la posizione del rotore (sensorless), FOC
Coppia erogata	$T(k) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\varphi_{sd}^s(k) \cdot i_{sq}^{sm}(k) - \varphi_{sq}^s(k) \cdot i_{sd}^{sm}(k))$	DTC
Correnti stimate	$i(k) = [Tm(\mathcal{G}(k))]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot ([Tm(\mathcal{G}(k))] \cdot \varphi(k) - \varphi_e^r)$	Algoritmo di auto-correzione del modello

GRANDEZZE PREDETTE		
Grandezza	Formula	Esempio di utilizzo
Flusso di statore	$\varphi_s^p(k) = \varphi_s(k+1)$	Compensazione fem nei regolatori di tensione
Modulo del flusso di statore	$ \varphi^p(k) = \sqrt{\varphi_{sd}^p(k)^2 + \varphi_{sq}^p(k)^2}$	FOC
Correnti predette	$i^p(k) = [Tm(\mathcal{G}(k+1))]^{-1} \cdot [L]^{-1} \cdot ([Tm(\mathcal{G}(k+1))] \cdot \varphi^p(k) - \varphi_e^r)$	Calcolo delle correnti misurate-predette
Correnti misurate-predette	$i^{\hat{p}}(k) = i^{\wedge}(k) = i^p(k) - i(k) + i^m(k)$	Correnti di macchina misurate da utilizzare in un algoritmo di controllo macchina di tipo predittivo
Direzione del flusso di rotore nel sistema di rotore	$\hat{\varphi}_r^{s^p}(k) = \varphi_s(k+1) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^{s^m}(k)$	Algoritmi per ricavare la posizione del rotore (sensorless), FOC
Coppia erogata	$T^p(k) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\varphi_{sd}^s(k+1) \cdot i_{sq}^{s^m}(k) - \varphi_{sq}^s(k+1) \cdot i_{sd}^{s^m}(k) \right)$	DTC

L'ordine in cui appaiono le grandezze nelle liste precedenti rispecchia la cronologia con la quale esse dovrebbero venir calcolate al fine di rispettare le relazioni di dipendenza che sussistono fra alcune di esse. Per le grandezze ausiliare non vi è alcun legame essendo possibile, da un punto di vista logico, calcolarle tutte “contemporaneamente” vista la loro dipendenza unicamente ascrivibile ai flussi, alle correnti e alla posizione all'istante k-esimo (ossia di grandezze di cui si dispone immediatamente della stima o della misura). Diversamente, per le grandezze predette (o misurate-predette) è necessario rispettare un certo ordine nella loro determinazione. Posto che esse devano essere tutte calcolate dopo l'algoritmo di integrazione dei flussi, in quanto ognuna di esse necessita del loro stato al termine del ciclo di controllo, è possibile individuare alcune relazioni di interdipendenza fra dette grandezze. In particolare, il flusso di rotore, la sua direzione nel sistema statorico e la coppia necessitano della conoscenza delle correnti di macchina (stimate o misurate-predette) al termine del ciclo e quindi sarà necessario subordinare il calcolo delle prime rispetto a quello di dette correnti.

CAPITOLO 2 - MODELLO SENSORLESS

2.1 INTRODUZIONE

In questa sezione verranno presentate le soluzioni adottate per gestire il modello in assenza di un trasduttore per misurare la posizione del rotore $\vartheta(t)$, informazione necessaria per implementare e risolvere le equazioni per l'integrazione dei flussi. La letteratura mette a disposizione una vasta gamma di risposte a questo problema e per trovare una soluzione che ben si sposi al modello ci si è presa ispirazione da quegli algoritmi che ricavano la posizione del rotore direttamente dalla stima dei flussi. In questo modo l'algoritmo "sensorless" potrà operare unicamente con le misure e le stime inerenti al modello stesso, fornendogli di rimando la posizione del rotore. In tal caso è possibile vedere il modello come un blocco a sé stante, in grado di offrire ad un eventuale algoritmo di controllo macchina sia la stima dei flussi che quella della posizione rotorica.

Entrando maggiormente nel dettaglio si può dire che gli algoritmi sensorless introdotti si poggiano sul concetto di flusso di rotore, infatti il modello generalizzato è stato concepito in modo tale da prevedere, per qualunque macchina elettrica, l'esistenza di un avvolgimento di rotore (reale o virtuale) nel quale si concateni un flusso definito, appunto, di rotore. Nel caso di macchine sincrone si sono introdotte delle ipotesi che, pagando un certo prezzo in termini di generalità, permettono di porre in relazione il sistema di riferimento del flusso di rotore con il sistema rotorico e di conseguenza con la posizione rotorica. Si sottolinea ancora una volta il fatto che la riduzione delle macchine elettriche rappresentabili con il modello "ridotto" non comporta nei fatti una reale perdita di generalità in quanto è comunque possibile modellizzare le principali categorie di macchine effettivamente in uso.

2.2 ALGORITMO SENSORLESS PER MACCHINE SINCRONE CONVENZIONALI

Sostanzialmente l'algoritmo sensorless si basa sul legame flussi espresso nella forma in cui rende la sola direzione del flusso di rotore e rappresentato dalla seguente relazione:

$$\hat{\varphi}_r^s(t) = \varphi_s^s(t) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^{sm}(t)$$

in cui $\hat{\varphi}_r^s(t)$ è un flusso, rappresentato nel sistema statorico, che condivide con il flusso di rotore solamente la direzione. Appare chiaro che per le macchine sincrone l'algoritmo sensorless si esplica solamente tramite la suddetta equazione, essendo:

$$\vartheta(t) = \angle(\hat{\varphi}_r^s(t)) = \angle(\varphi_s^s(t) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^{sm}(t))$$

In questo caso è quindi necessario stimare la posizione del rotore ad ogni ciclo di controllo come operazione preliminare all'algoritmo di integrazione dei flussi, ottenendo:

$$\vartheta(k) = \angle(\hat{\varphi}_r^s(k)) = \angle(\varphi_s^s(k) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^{sm}(k))$$

che è la posizione all'inizio del ciclo di controllo, ossia uno degli ingressi dell'algoritmo di integrazione. La figura seguente schematizza tale legame per una generica macchina sincrona convenzionale:

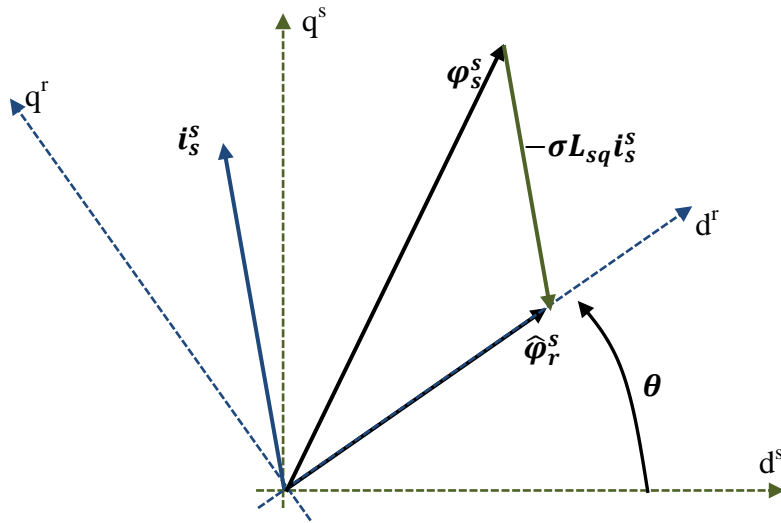


Fig. 2.1 Diagramma vettoriale che mostra il legame fra il flusso di statore e la direzione del sistema rotorico

Si vuol far notare che il flusso di statore espresso nel sistema statorico $\hat{\varphi}_r^s(k)$ è una grandezza disponibile, essendo il risultato dell'integrazione dei flussi eseguita nel ciclo precedente, mentre le correnti di statore $i_s^{sm}(k)$ sono il risultato di una misura da effettuarsi in un intervallo di tempo (impulso di misura) che si avvicini il più possibile alle seguenti condizioni ideali, ossia di essere infinitamente breve ed in coincidenza dell'istante di inizio del relativo ciclo di controllo:

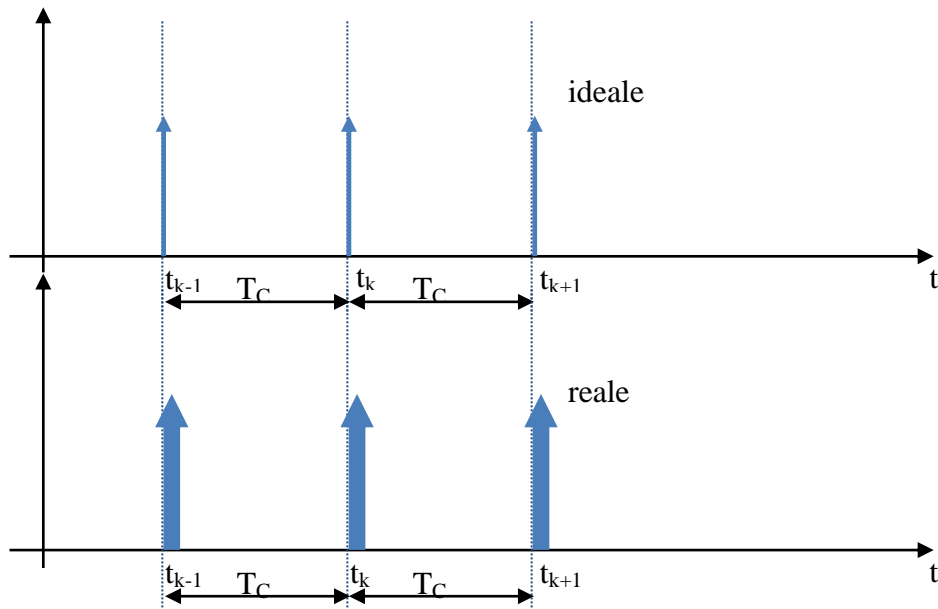


Fig. 2.2 Differenza fra un impulso di misura ideale ed uno non ideale

Questo tipo di algoritmo non rappresenta una novità, altri Autori hanno raggiunto la stessa formulazione matematica utilizzando altri concetti, la differenza eventualmente risiede nel modo in cui viene stimato il flusso di statore. Analizzando l'equazione $\vartheta = \angle(\varphi_s^s - \sigma L_{sq} \cdot i_s^{sm})$ si nota che la

bontà nella stima della posizione dipende dal grado di precisione che è possibile assegnare al flusso di statore φ_s^s ed all'induttanza di "dispersione" σL_{sq} . Se appare evidente che la precisione del flusso di statore dipende dall'algoritmo di stima dello stesso, nei confronti dell'induttanza σL_{sq} si vogliono proporre alcune brevi considerazioni. Come già detto, l'obiettivo del modello non è stimare i valori di alcuni parametri (fra cui ad esempio l'induttanza σL_{sq}), potrebbe essere possibile pensare ad un algoritmo di correzione degli stessi ma è un argomento che non è stato affrontato durante lo studio del modello. L'induttanza σL_{sq} è funzione di alcuni parametri che servono a modellizzare le proprietà magnetiche degli avvolgimenti di statore e rotore, purtroppo tali caratteristiche possono essere fortemente influenzate dallo stato (flussi) della macchina stessa. Influenze dovute alla dipendenza della permeabilità magnetica dei materiali in funzione del loro stato di magnetizzazione (flussi) e del fenomeno del cross-coupling. Rappresentando la macchina elettrica in un generico sistema bifase, con cross-coupling si indica l'influenza che lo stato magnetico di un determinato asse può esercitare sulle proprietà magnetiche dell'altro asse. Se con $L_{sx} = f_{L_s}(\varphi_{sx})$ si evidenzia l'effetto che un flusso ha nei confronti del rispettivo avvolgimento, considerando il fenomeno del cross-coupling la precedente espressione si amplia nella seguente forma:

$$L_{sx} = f_{L_s}(\varphi_{sx}, \varphi_{sy})$$

Dare una rappresentazione matematica alla $L_{sx} = f_{L_s}(\varphi_{sx}, \varphi_{sy})$ è un problema estremamente complesso, innanzi tutto essa può essere trovata solo con prove sperimentali che permettano di ottenere una griglia che pone l'induttanza in funzione dei flussi $L_{sx}(n, m) = f_{L_s}(\varphi_{sx}(n), \varphi_{sy}(m))$ e utilizzare tale griglia per "costruire" una funzione interpolante da utilizzare nell'algoritmo sensorless $L_{sx}(\varphi_{sx}, \varphi_{sy}) = f_{\varphi_s}(\varphi_{sx}, \varphi_{sy})$. E' evidente che questo approccio implica una notevole mole di lavoro, sia nella costituzione della griglia $L_{sx}(n, m) = f_{L_s}(\varphi_{sx}(n), \varphi_{sy}(m))$, sia nel suo utilizzo ed implementazione nel sistema di controllo dove verrebbe impiegata. In tal senso, alcuni Autori preferiscono gestire una funzione di interpolazione $L_{sx}(\varphi) = f_{\varphi_s}(\varphi_s)$ ad una dimensione, funzione estrapolata da $L_{sx}(n) = f_{L_s}(\varphi_{sx}(n))$ e, per tener conto del cross-coupling, si pone $\varphi_s = \sqrt{\varphi_{sx}^2 + \varphi_{sy}^2}$. Se l'esperienza insegna che questo modo di modellizzare il cross-coupling può avere qualche effetto benefico nei confronti dell'attendibilità della stima della posizione, manca comunque di una giustificazione teorica e risente molto del fatto che nella valutazione dell'induttanza relativa ad un certo asse, si suppone che i flussi di entrambi gli assi abbiano lo stesso peso e questa, generalmente, è un'ipotesi poco attendibile. Un altro problema della modellizzazione dell'induttanza $L_{sx} = f_{L_s}(\varphi_{sx}, \varphi_{sy})$ è dovuto al fatto che la griglia deva essere ricavata per il sistema di riferimento rotorico, di conseguenza i flussi di magnetizzazione φ_{sx} e φ_{sy} devono essere riportati in tale sistema d-q mediante la matrice di rotazione $T(\theta)$. La difficoltà risiede appunto nel fatto che si vorrebbe stimare la posizione θ utilizzando l'induttanza $L_{sq} = f_{L_s}(\varphi_{sd}^r, \varphi_{sq}^r)$ in cui i flussi sono in funzione della posizione stessa ed è difficile stabilire se questa sorta di retroazione sia stabile o instabile, ossia se un errore nella stima dei flussi o della posizione tende a ridursi o ad ampliarsi nel tempo. A

riguardo, il modello generale offre una soluzione al problema in quanto sarebbe possibile utilizzare, come flussi per la funzione interpolante $L_{sq} = f_{L_s}(\varphi_{sd}^r, \varphi_{sq}^r)$, direttamente quelli generati dall'algoritmo di integrazione prima di essere riportati nel sistema statorico. Si ricordi infatti che la sequenza di integrazione recursiva è eseguita nel sistema rotorico:

$$\varphi_{k+1}^r = \sum_{n=1}^N [K_v] \cdot [Tm(\Delta \vartheta_{kn})] \cdot (v_n^r + \varphi_n^r) + [K_e]$$

e solo dopo tale sequenza si effettua il cambiamento di sistema di riferimento per i flussi di statore effettuato in funzione della posizione stimata al termine del ciclo di controllo:

$$\varphi_{k+1} = [Tm(\theta_{k+1})]^{-1} \cdot \varphi_{k+1}^r$$

2.3 ALGORITMO SENSORLESS PER MACCHINE ASINCRONE

Se per le macchine sincrone è stato individuato un algoritmo sensorless generale che, sfruttando la coincidenza fra il sistema rotorico e quello del flusso di rotore, permette di risalire alla posizione del rotore, per macchine ad induzione non è possibile riproporre la stessa metodologia in quanto la direzione del flusso di rotore non è necessariamente costante neanche nel sistema rotorico. Infatti la teoria delle macchine elettriche mostra che il vettore risultante dalla rappresentazione bifase equivalente del flusso di rotore, una volta espresso nel sistema rotorico, ruota rispetto ad esso con una velocità pari a:

$$\omega_r(t) = \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(t)}{\varphi_r^2(t)}$$

Espressione derivata direttamente dall'equazione:

$$T(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{\omega_r(t) \cdot \varphi_r^2(t)}{r_r}$$

che lega la coppia ($T(t)$) al modulo del flusso di rotore ($\varphi_r(t)$) e a quella che normalmente viene definita come pulsazione rotorica ($\omega_r(t)$). Sia come al solito $\vartheta(t)$ la posizione del rotore, mentre $\gamma(t)$ indica la posizione del flusso di rotore nel sistema statorico e $\phi(t)$ la posizione del flusso di rotore nel sistema rotorico, varrà dunque la relazione seguente:

$$\vartheta(t) = \gamma(t) - \phi(t)$$

Utilizzando ancora il legame flussi nella notazione che restituisce la direzione del flusso di rotore nel sistema statorica, si può porre:

$$\gamma(t) = \angle(\hat{\varphi}_r^s(t)) = \angle(\varphi_s^s(t) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^m(t))$$

Inoltre, essendo:

$$\omega_r(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$$

si ottiene:

$$\phi(t) = \int_0^t \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(\tau)}{\phi_r^2(\tau)} d\tau$$

da cui:

$$\mathcal{G}(t) = \angle(\varphi_s^s(t) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^m(t)) - \int_0^t \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(\tau)}{\phi_r^2(\tau)} d\tau$$

In sostanza, l'algoritmo sensorless per macchine asincrone utilizza ancora il legame flussi, ma è necessario tener conto del "movimento" relativo che intercorre fra flusso di rotore e sistema rotorico quantificato dalla relazione:

$$\omega_r(t) = \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(t)}{\phi_r^2(t)}$$

E' interessante notare il fatto che gli algoritmi sensorless proposti, sia per macchine sincrone che asincrone, si basano su delle relazioni valide ai valori istantanei e questa è una qualità fondamentale per la stabilità di detti algoritmi anche in condizioni dinamiche. Di conseguenza, per le macchine sincrone è sufficiente utilizzare l'equazione $\mathcal{G}(t) = \angle(\varphi_s^s(t) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^m(t))$ valutata per gli istanti k-esimi, in corrispondenza dei quali è necessario conoscere la posizione del rotore da utilizzarsi nell'algoritmo di integrazione dei flussi $\mathcal{G}(k) = \angle(\varphi_s^s(k) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^m(k))$.

Per le macchine ad induzione valgono analoghe considerazioni, con la differenza che la direzione del flusso di rotore, data dalla $\gamma(k) = \angle(\varphi_s^s(k) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^m(k))$, deve essere corretta mediante

l'integrazione della pulsazione rotorica $\phi(k) = \int_0^k \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(\tau)}{\phi_r^2(\tau)} d\tau$. Per eseguire tale integrazione

sarebbe necessario conoscere l'andamento nel tempo della coppia erogata e del modulo del flusso di statore, purtroppo lo stato di queste due grandezze è noto solo in corrispondenza degli istanti di "campionamento", ossia per i k-esimi istanti che sottendono l'inizio di un generico ciclo di controllo. Di conseguenza non è possibile ottenere la forma analitica dell'integrazione della pulsazione rotorica in quanto non è noto l'andamento di coppia e flusso fra un generico istante k-esimo e l'altro ed è quindi necessario ripiegare su una rappresentazione approssimata. Nello specifico, al fine di semplificare i calcoli, si è deciso di calcolare la pulsazione rotorica solo in corrispondenza degli istanti k-esimi con la relazione:

$$\omega_r(k) = \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(k)}{\phi_r^2(k)}$$

Da notare che:

- la coppia $T(k) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\varphi_{sd}^s(k) \cdot i_{sq}^{sm}(k) - \varphi_{sq}^s(k) \cdot i_{sd}^{sm}(k))$ è una grandezza ausiliaria che viene calcolata “prima” dell’integrazione dei flussi, utilizzando grandezze frutto del precedente ciclo di controllo (il flusso di statore all’istante “k” è l’esito dell’integrazione eseguita nel ciclo precedente) e di misure effettuate “all’inizio” dell’attuale ciclo di controllo (corrente di statore all’istante “k”).
- il modulo del flusso di rotore $\varphi_r(k)$ è una grandezza ausiliaria, frutto anch’essa di stime inerenti al precedente ciclo di controllo o di misure effettuate all’inizio del presente ciclo, disponibile prima dell’algoritmo di integrazione dei flussi e quindi utile al calcolo della posizione del rotore (a riguardo si riveda la lista delle grandezze ausiliarie).

L’approssimazione introdotta consiste quindi nel supporre che, da un generico istante “k” all’altro, la pulsazione rotorica vari linearmente e quindi la relazione che restituisce la posizione del flusso di rotore riferita al sistema rotorico e valida al generico istante k-esimo diviene:

$$\begin{cases} \phi(k) = \frac{Tc}{2} \cdot (\omega_r(k) + \omega_r(k-1)) + \phi(k-1) \\ \omega_r(k) = \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(k)}{\varphi_r^2(k)} \end{cases}$$

Che unitamente alla:

$$\gamma(k) = \angle(\varphi_s^s(k) - \sigma L_{sq} \cdot i_s^{sm}(k))$$

permette di ottenere:

$$\theta(k) = \gamma(k) - \phi(k)$$

La formula di integrazione della pulsazione rotorica è di tipo recursivo, ossia calcola l’attuale posizione del flusso di rotore sommandole la variazione relativa all’ultimo ciclo di controllo

$\Delta\phi(k) = \frac{Tc}{2} \cdot (\omega_r(k) + \omega_r(k-1))$ valutata grazie all’approssimazione di ritenere che la pulsazione rotorica vari linearmente fra i due istanti in cui è possibile darne una stima $\omega_r(k) = \frac{2}{3 \cdot p} \cdot \frac{r_r \cdot T(k)}{\varphi_r^2(k)}$.

Per concludere si vuol dire che gli algoritmi sensorless introdotti sono stati pensati con l’intento di preservare l’autonomia del modello della macchina, ossia con l’obiettivo realizzare un sistema (modello più algoritmo di stima della posizione) che si basi unicamente sulle misure necessarie al modello. E’ anche per questo motivo che il modello è stato costituito nell’ottica di estendere il concetto di flusso di rotore a tutte le macchine, concetto che sta proprio alla base degli algoritmi sensorless presentati. Si rimarca ancora una volta l’importanza di utilizzare, in questi algoritmi, relazioni ed equazioni valide ai valori istantanei che, nel caso di macchine sincrone, non richiedono alcuna approssimazione, mentre la necessaria modifica per macchine ad induzione comporta

l'introduzione di ipotesi semplificative in quanto, utilizzando unicamente informazioni provenienti dal modello, non è possibile ottenere la formulazione analitica della stima della posizione del flusso di rotore nel sistema rotorico. Un altro limite aggiuntivo dell'algoritmo sensorless per macchine asincrono è la dipendenza dalla resistenza rotorica r_r , parametro che è fortemente influenzato dalla temperatura del motore e, per macchine in cui la sezione dei conduttori dell'avvolgimento rotorico sia rilevante (gabbia di scoiattolo), dalla pulsazione rotorica $\omega_r(t)$. Infatti la teoria delle macchine elettriche insegna che la frequenza delle grandezze rotoriche corrisponde a tale pulsazione ed in caso di elevate sezione dei conduttori "rotorici" l'effetto pelle può avere un peso non trascurabile andando a modificare il valore della resistenza effettiva dell'avvolgimento di rotore.

CAPITOLO 3 - ERRORI DEL MODELLO E METODOLOGIE DI CORREZIONE

3.1 INTRODUZIONE

Un modello è una rappresentazione della realtà, ossia una descrizione in termini matematici di un sistema; come riferito in precedenza per la costituzione del modello è necessario individuare un insieme di grandezze la cui conoscenza è necessaria e sufficiente per ottenere una descrizione del sistema idonea agli scopi per i quali si realizza il modello stesso.

E' stata introdotta una classificazione delle variabili descrittive, classificazione che tiene in considerazione l'iterazione del modello con l'ambiente circostante e valuta la forma in cui si presentano le equazioni matematiche che ne descrivono il comportamento. Tale ripartizione è anche l'esito di scelte soggettive, scelte che possono avere delle giustificazioni che, in ultima istanza, sono l'esito di una decisione arbitraria effettuata dal "progettista" del modello. La suddivisione delle grandezze che descrivono il sistema ha lo scopo principale di individuare le variabili indipendenti, ingressi e parametri, da quelle dipendenti, stati e uscite, saranno quindi le equazioni matematiche descrittive il sistema a fornire il legame fra questi quattro insiemi. E' evidente che l'accuratezza nella conoscenza delle variabili indipendenti può influenzare la precisione delle previsioni dei valori che le variabili dipendenti assumeranno nel tempo.

Le figure seguenti mostrano delle simulazioni inerenti al modello generalizzato nel caso di macchine ad induzione, il cui scopo è quello di confrontare la stima del flusso di statore di asse-d offerta dal modello con quello che dovrebbe essere l'andamento corretto. In particolare, il primo caso evidenzia l'effetto di un errore nella conoscenza della resistenza di statore mentre il secondo un errore dell'autoinduttanza statorica.

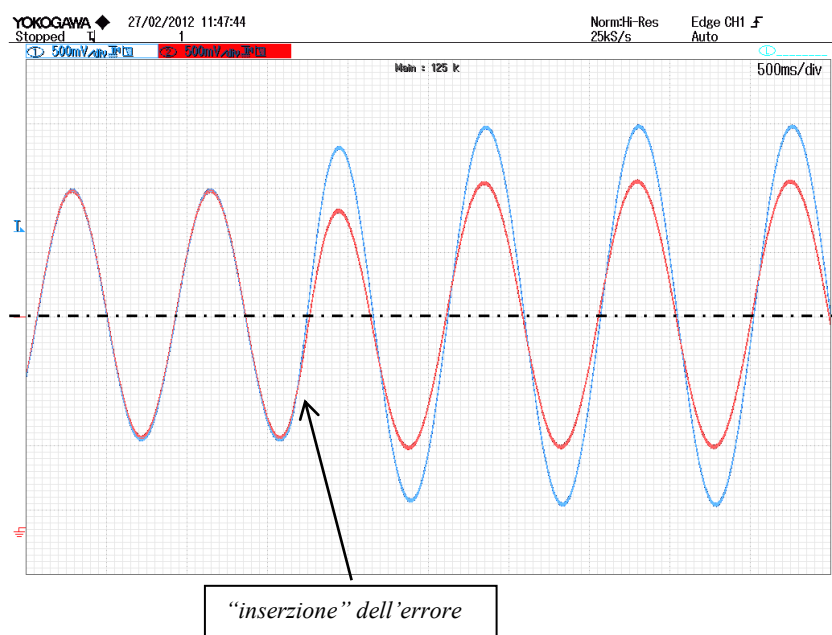


Fig. 3.1 Influenza di un errore di "resistenza", parametro modello pari al 60% di quello nominale

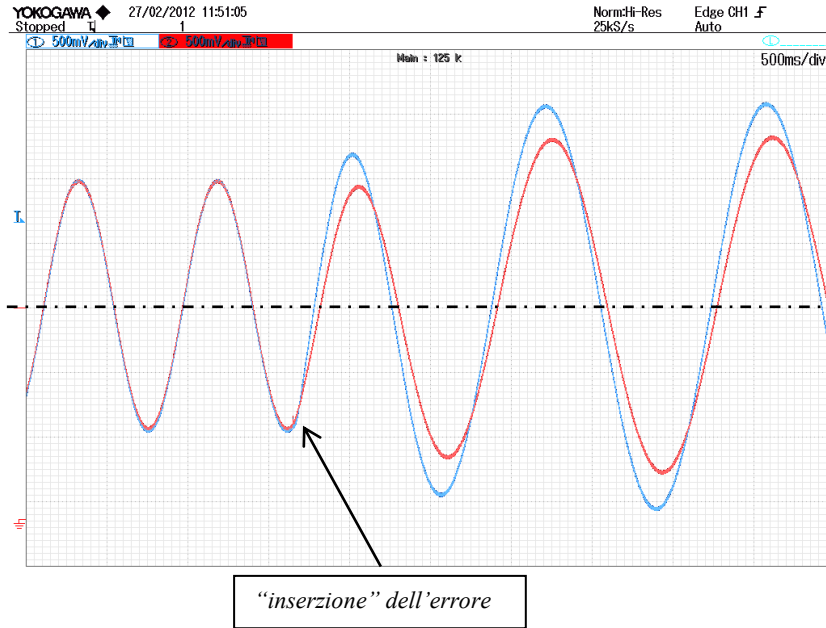


Fig. 3.2 Influenza di un errore di “induttanza”, parametro modello pari al 120% di quello nominale

Le figure riportate hanno evidenziato l’effetto di una errore di sola resistenza e di sola induttanza nel caso di macchina ad induzione che lavori ad una velocità meccanica nulla, la linea blu mostra l’andamento del flusso stimato dal modello, mentre quella rossa il flusso atteso. Si può notare che anche il flusso di “riferimento” evidenzia delle variazioni conseguenti all’inserzione degli errori, ciò origina dal fatto che i risultati del modello sono comunque utilizzati nel controllo ad orientamento di campo e quindi le loro variazioni si riflettono sul controllo macchina che quindi, non comportandosi in modo corretto, può cambiare lo stato di funzionamento della macchina elettrica.

3.2 EQUAZIONE DEGLI ERRORI DEL MODELLO

Com’era lecito aspettarsi gli errori che affliggono le variabili indipendenti hanno una influenza negativa nei confronti della stima di quelle dipendenti. Indicando con l’apice “~” le grandezze relative al modello (variabili dipendenti o indipendenti, stimate o parametri) è possibile confrontarle con le corrispettive variabili del sistema reale. Essendo il modello una descrizione, espressa in termini matematici, delle caratteristiche “interessanti” di un sistema fisico, è possibile paragonare, almeno in via teorica, il modello vero e proprio con uno di riferimento in cui si considerino tutte le grandezze note ed esatte. Al tal scopo è quindi necessario scrivere due volte le equazioni proprie del modello, una per la macchina di riferimento e l’altra per il modello (indicata, appunto, con l’apice “~”).

$$\begin{cases} \dot{\varphi}(t) = -[T_m]^{-1} \cdot [W] \cdot [T_m] \cdot \varphi(t) + [T_m]^{-1} \cdot [W] \cdot \varphi_e^r + v(t) \\ \dot{\tilde{\varphi}}(t) = -[T_m]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot [T_m] \cdot \tilde{\varphi}(t) + [T_m]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot \tilde{\varphi}_e^r + \tilde{v}(t) \end{cases}$$

dove:

$$\begin{cases} [W] = [R] \cdot [L]^{-1} \\ [\tilde{W}] = [\tilde{R}] \cdot [\tilde{L}]^{-1} \end{cases}$$

Le figure precedenti hanno quindi mostrato la differenza fra il flusso “stimato” $\tilde{\varphi}_{sd}^s$ e quello “reale” φ_{sd}^s in presenza delle due tipologie di errore precedentemente elencate.

Da evidenziare il fatto che non si sono presi in considerazione eventuali errori nella conoscenza della posizione (matrice $[Tm]$).

Indicando con $\varepsilon_{\varphi}(t)$ l’**errore nella stima dei flussi** (o errore dei flussi), ossia:

$$\varepsilon_{\varphi}(t) = \tilde{\varphi}(t) - \varphi(t)$$

e ponendo gli ingressi ed i parametri del modello pari a:

Ingressi	Parametri
$\tilde{v}(t) = v(t) + v_{\varepsilon}(t)$	$[\tilde{W}] = [W] + [W]_{\varepsilon}$
	$[\tilde{W}] \cdot \tilde{\varphi}_e^r = [W] \cdot \varphi_e^r + [[W] \cdot \varphi_e^r]_{\varepsilon}$

dove i termini rappresentati nella seguente tabella rappresentano gli errori sugli ingressi e sui parametri “reali”:

Ingressi		Parametri	
Grandezza reale	Errore	Grandezza reale	Errore
$v(t)$	$v_{\varepsilon}(t)$	$[W]$	$[W]_{\varepsilon}$
		$[W] \cdot \varphi_e^r$	$[[W] \cdot \varphi_e^r]_{\varepsilon}$

si ottiene:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_{\varphi}(t) &= \dot{\tilde{\varphi}}(t) - \dot{\varphi}(t) = \\ &= (-[Tm]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t) + [Tm]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot \tilde{\varphi}_e^r + \tilde{v}(t)) - (-[Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) + [Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot \varphi_e^r + v(t)) = \\ &= -[Tm]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t) + [Tm]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot \tilde{\varphi}_e^r + \tilde{v}(t) + [Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot [Tm] \cdot \varphi(t) - [Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot \varphi_e^r - v(t) = \end{aligned}$$

e quindi, dopo brevi passaggi, si perviene all'espressione seguente, definita **equazione degli errori del modello**:

$$\dot{\varepsilon}_\varphi(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot [Tm] \cdot \varepsilon_\varphi(t) - [Tm]^{-1} \cdot [W]_\varepsilon \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t) + [Tm]^{-1} \cdot [[W] \cdot \varphi_e^r]_\varepsilon + v_\varepsilon(t)$$

Sostanzialmente, gli errori nella stima dei flussi sono rappresentati da un sistema fisico descritto da equazioni differenziali tempo-varianti del primo ordine la cui matrice di transizione degli stati $[A_\varepsilon] = -[Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot [Tm]$ è la stessa della macchina “reale” ma che è “eccitato” da un vettore degli ingressi pari a:

$$u_\varepsilon(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [W]_\varepsilon \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t) + [Tm]^{-1} \cdot [[W] \cdot \varphi_e^r]_\varepsilon + v_\varepsilon(t)$$

ottenendo quindi:

$$\dot{\varepsilon}_\varphi(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot [Tm] \cdot \varepsilon_\varphi(t) + u_\varepsilon(t)$$

Si può quindi dedurre che, in presenza di ingressi finiti, gli errori dei flussi assumono valori finiti, ossia sono assimilabili ad un sistema asintoticamente stabile, inoltre è possibile osservare che essi tendono ad annullarsi nel momento in cui gli errori dei parametri e delle tensioni scompaiono.

3.3 CORREZIONE DEL MODELLO CON IL RAFFRONTO DELLE USCITE

Le tolleranze relative ai parametri o agli ingressi dei modelli sono il limite principale del suo utilizzo in quanto possono influenzare pesantemente la stima dei flussi e lo studio di possibili soluzioni a questo problema è uno dei campi di ricerca di maggior rilievo nell'ambito degli azionamenti per macchine elettriche.

La strada intrapresa in questo lavoro si basa sul raffronto delle correnti di macchina misurate e quelle stimate dal modello, ossia di confrontare gli esiti delle stime del modello stesso con quello che avviene nella “realtà”. Da questo confronto è possibile ottenere una tensione di correzione $v_{fdbk}(t)$ da sommare a quella in ingresso al modello con l'obiettivo di ridurre il più possibile gli errori nella stima dei flussi.

Sia:

$$\varepsilon_i(t) = \tilde{i}(t) - i(t)$$

l'errore delle stima delle correnti (o errore delle correnti), ossia la differenza fra le correnti stimate dal modello e quelle misurate, la tensione di correzione del modello $v_{fdbk}(t)$ è quindi una funzione (definita **funzione di correzione del modello**) di $\varepsilon_i(t)$ e dello stato “s” del sistema:

$$v_{fdbk}(t) = F_{fdbk}(s, \varepsilon_i(t))$$

L'equazione del modello diviene quindi:

$$\dot{\tilde{\varphi}}(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t) + [Tm]^{-1} \cdot [\tilde{W}] \cdot \tilde{\varphi}_e^r + \tilde{v}(t) + v_{fdbk}(t)$$

Mentre quella degli errori dei flussi:

$$\dot{\varepsilon}_\varphi(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot [Tm] \cdot \varepsilon_\varphi(t) - [Tm]^{-1} \cdot [W]_\varepsilon \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t) + [Tm]^{-1} \cdot [[W] \cdot \varphi_e^r]_\varepsilon + v_\varepsilon(t) + v_{fdbk}(t)$$

L'obiettivo è quindi quello di trovare una o più funzioni di correzione in grado di limitare o annullare una o più classi di errori riguardanti gli ingressi o i parametri del modello.

3.4 FUNZIONE DI CORREZIONE “DELLE FORZE ELETTROMOTRICI”

Nel caso in cui l'ingresso dell'equazione degli errori del modello sia assimilabile ad una funzione del tipo:

$$u_e(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [E_\varepsilon(t)] \cdot [\tilde{W}] \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t)$$

dove:

$$[E_\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} e_{\varepsilon 1}(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e_{\varepsilon 2}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e_{\varepsilon 3}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{\varepsilon 4}(t) \end{bmatrix}$$

per cui:

$$\dot{\varepsilon}_\varphi(t) = -[Tm]^{-1} \cdot [W] \cdot [Tm] \cdot \varepsilon_\varphi(t) - [Tm]^{-1} \cdot [E_\varepsilon(t)] \cdot [\tilde{W}] \cdot [Tm] \cdot \tilde{\varphi}(t)$$

e quindi in grado di modellizzare errori di resistenza e, entro certi limiti, di tensione, si è trovata una funzione di correzione del modello in grado di compensare tali tipologie di errori e che è costituita secondo le linee seguenti:

$$F_{fdbk}(s, \varepsilon_i(t)) = -[Tm(t)]^{-1} \cdot [G_{fdbk}(t)] \cdot [Tm(t)] \cdot \varepsilon_i(t) = -[Tm(t)]^{-1} \cdot 2 \cdot [G_G] \cdot ([I] + [G_T(t)]) \cdot [Tm(t)] \cdot \varepsilon_i(t)$$

dove:

$$[G_G] = \begin{bmatrix} \tilde{\tau}_{sd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\tau}_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{\tau}_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{\tau}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\tilde{L}_{sd}}{\tilde{r}_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\tilde{L}_{sq}}{\tilde{r}_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\tilde{L}_{rd}}{\tilde{r}_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\tilde{L}_{rq}}{\tilde{r}_r} \end{bmatrix}$$

e

$$[G_T(t)] = \begin{bmatrix} [T(\psi_s(t))] & [0] \\ [0] & [T(\psi_r(t))] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi_s(t)) & \sin(\psi_s(t)) & 0 & 0 \\ -\sin(\psi_s(t)) & \cos(\psi_s(t)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\psi_r(t)) & \sin(\psi_r(t)) \\ 0 & 0 & -\sin(\psi_r(t)) & \cos(\psi_r(t)) \end{bmatrix}$$

in cui $\psi_s(t)$ e $\psi_r(t)$ sono rispettivamente lo sfasamento fra il vettore $\dot{\tilde{\varphi}}_s^s(t)$ ed $\tilde{i}_s^s(t)$ e fra il vettore $\dot{\tilde{\varphi}}_r^r(t)$ ed $\tilde{i}_r^r(t)$.

Maggiore efficacia in condizioni dinamiche è ottenuta qualora si utilizzino al posto dei vettori "sottesi" dalle derivate dei flussi $\dot{\tilde{\varphi}}_s^s(t)$ e $\dot{\tilde{\varphi}}_r^r(t)$ le corrispondenti "forze elettromotrici", calcolate seconda la seguente espressione generica:

$$\dot{\tilde{\varphi}}_x^x(t) \Rightarrow fem_x^x(t) = \tilde{v}_x^x(t) - r_x \cdot i_x^x(t)$$

nella quale la derivata del flusso è calcolata indirettamente tramite le equazioni di maglia in cui compaiono la tensione stimata e la corrente misurata. Le derivate dei flussi diverranno quindi:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varphi}}_s^s(t) \Rightarrow fem_s^s(t) = \tilde{v}_s^s(t) - r_s \cdot i_s^s(t) \\ \dot{\tilde{\varphi}}_r^r(t) \Rightarrow fem_r^r(t) = \tilde{v}_r^r(t) - r_r \cdot i_r^r(t) \end{cases}$$

E gli angoli $\psi_s(t)$ e $\psi_r(t)$ andranno valutati tramite lo sfasamento fra il vettore $fem_s^s(t)$ ed $\tilde{i}_s^s(t)$ e fra il vettore $fem_r^r(t)$ ed $\tilde{i}_r^r(t)$, e quindi:

$$\begin{cases} \psi_s(t) = \angle fem_s^s(t) - \angle \tilde{i}_s^s(t) \\ \psi_r(t) = \angle fem_r^r(t) - \angle \tilde{i}_r^r(t) \end{cases}$$

Da un punto di vista della topologia delle equazioni tale modalità di retroazione ricorda lo stimatore di Luenberger, in questo caso però la matrice del guadagno di retroazione $G_{fdbk}(t)$ ha i propri membri variabili nel tempo e dipendenti dallo stato della macchina.

La figura seguente mostra il diagramma vettoriale che schematizza il significato che assumono i coefficienti della matrice del guadagno di retroazione, calcolati valutando lo sfasamento fra le derivate dei flussi i e le rispettive correnti di macchina.

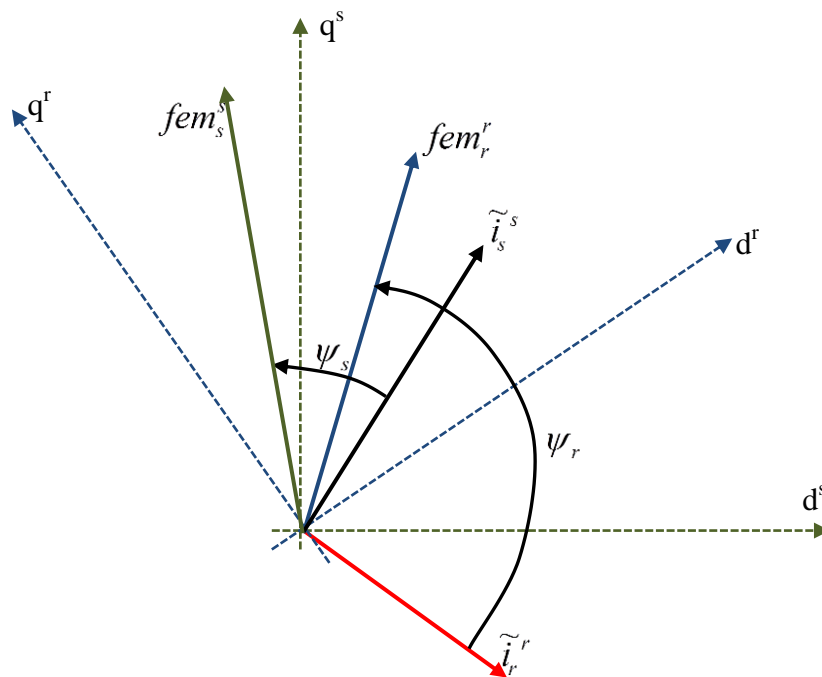


Fig. 3.3 Diagramma vettoriale della funzione di correzione "delle forze elettromotrici"

Gli errori di resistenza e di tensione hanno una influenza molto negativa nei confronti della stima dei flussi, soprattutto a bassa velocità quando, in termini relativi, tali imprecisioni hanno un peso importante se raffrontate alla tensione totale presente ai capi degli avvolgimenti della macchina. Per questo motivo lo studio e la realizzazione di una retroazione capace di compensare o almeno attenuare questi errori è fondamentale per ottenere delle previsioni attendibile da parte del modello.

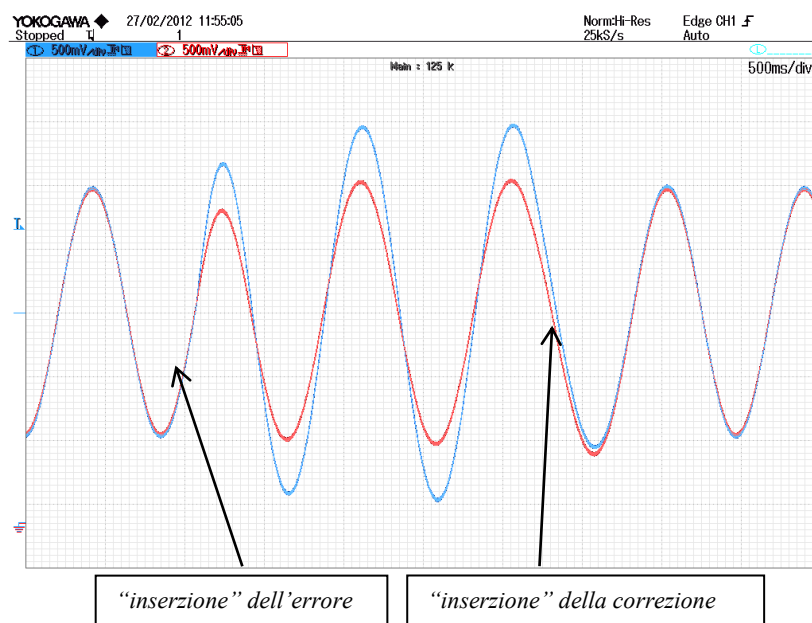


Fig. 3.4 Effetto della funzione di correzione "delle forze elettromotrici"

La figura ha mostrato il confronto fra la stima dei flussi e l'andamento reale nel caso di errore di resistenza, evidenziando l'effetto della retroazione correttiva che viene attivata già in presenza dell'errore.

I limiti principali di questa soluzione sono dovuti alla necessità di conoscere correttamente la posizione e la matrice delle induttanze. Questa seconda ipotesi è particolarmente influente in quelle macchine in cui l'effetto della saturazione e del cross-coupling dei circuiti magnetici sono particolarmente evidenti in quanto non è più possibile ritenere la matrice \tilde{L} nota, costante e pari a $[L]$ e sarà quindi necessario adottare degli accorgimenti simili a quelli descritti nel caso di controlli sensorless per macchine sincrone in cui vi è la necessità di correggere l'induttanza σL_{sq} (che nei casi precedentemente esposti è pari a L_{sq}). La seguente figura mostra l'influenza delle tolleranze sulla matrice delle induttanze ed il fatto che la retroazione correttiva non sia in grado di compensare questi errori.

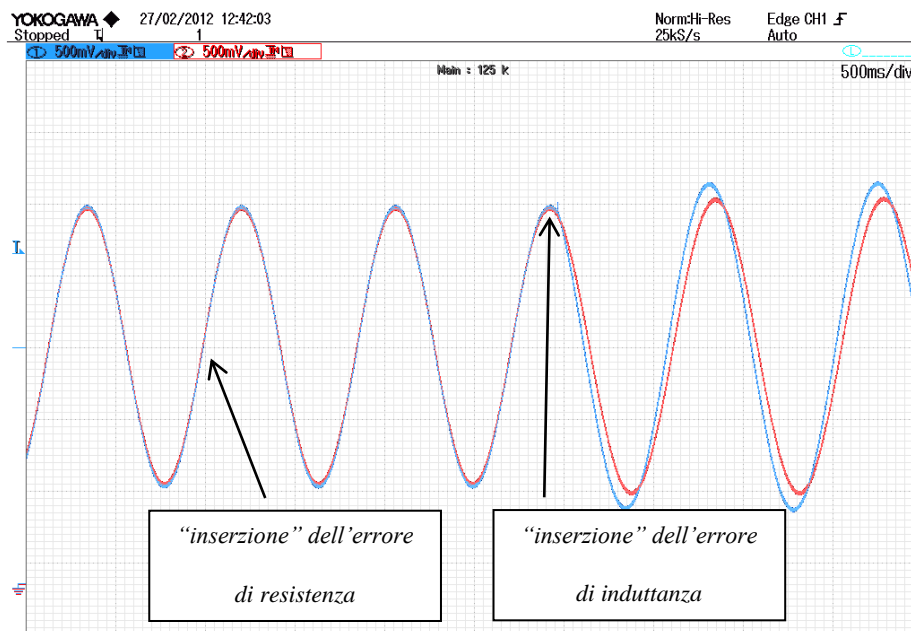


Fig. 3.5 Effetto della contemporanea presenza di un errore di resistenza ed uno di induttanza

Gli errori di conoscenza della posizione del rotore (matrice $[T_m]$) hanno un effetto simile a quello degli errori sulla matrice delle induttanze, in questo caso il problema si aggrava con l'utilizzo di controlli sensorless. In tali controlli infatti la posizione viene stimata indirettamente tramite i risultati o i parametri stessi del modello, un piccolo errore nei confronti di queste grandezze si riflette sulla stima della posizione, che a sua volta inficia la stima dei flussi dando origine, in questo modo, ad un circolo vizioso che può comportare gravi errori nella stima dei flussi.

CAPITOLO 4 - CONTROLLO AD ORIENTAMENTO DI CAMPO

4.1 INTRODUZIONE

Nelle pagine seguenti verrà illustrato l'algoritmo di controllo macchina che è stato sviluppato per funzionare in sinergia con il modello generalizzato precedentemente esposto. In questo modo è stato possibile raggiungere gli obiettivi seguenti:

- verificare le prestazioni del modello generalizzato
- ottenere un algoritmo di controllo per macchine elettriche trifase di utilizzo generale

In estrema sintesi, un algoritmo di controllo per macchine elettriche può essere inteso come un processo di controllo che, dato un certo riferimento di coppia, genera la sequenza dei duty-cycle con i quali verranno comandati i dispositivi di potenza che alimentano la macchina, al fine di permetterle di erogare una coppia prossima a quella di riferimento. L'efficacia di tale algoritmo di controllo può essere intesa come precisione nell'inseguimento del riferimento di coppia nelle più svariate condizioni di contorno.

La precisione nel raggiungimento del riferimento di coppia si esplica in due punti:

- precisione in condizioni statiche, ossia la tolleranza che è possibile ascrivere alla coppia realmente ottenuta dalla macchina rispetto a quella di riferimento
- precisione in condizioni dinamiche, ossia il tempo che la coppia erogata dalla macchina impiega a raggiungere il riferimento in seguito ad una variazione di quest'ultimo

Con l'espressione "condizioni di contorno" si intendono le condizioni di funzionamento in cui il controllo macchina dovrà operare e che possono essere così riassunte:

- condizioni di alimentazione: ossia lo stato della sorgente di energia che alimenta l'azionamento; senza perdere eccessivamente in generalità si suppone che i dispositivi di potenza che appartengono all'azionamento siano alimentati tutti dalla stessa fonte che imprime una tensione definita tensione di bus
- condizioni di velocità: ossia la velocità meccanica della macchina elettrica, intesa come variazione nel tempo della posizione del rotore rispetto allo statore
- condizioni di corrente massima: ossia il valore massimo che le correnti di macchina potranno assumere

Per alleggerire l'esposizione, lo studio che verrà presentato farà riferimento a quelle macchine in cui si controlli il solo circuito di statore, in tal caso quindi, il dispositivo che alimenta la macchina elettrica è costituito unicamente da un inverter trifase mentre il limite sulle correnti è definito dal valore massimo che la corrente di statore può assumere.

La figura seguente mostra lo schema di principio di un azionamento per macchine elettriche, suddiviso nelle sue componenti fondamentali:

- applicazione: ossia quella parte dell'intero processo di controllo preposta alla generazione del riferimento e del valore massimo della corrente di statore; l'applicazione può utilizzare grandezze fornite dall'algoritmo di controllo macchina, sintetizzabili nel valore massimo che la coppia di riferimento potrà assumere e la posizione meccanica della parte mobile (rotore) della macchina con la quale si potrà calcolare eventualmente la velocità relativa fra statore e rotore
- controllo macchina: ossia quella parte dell'intero processo di controllo effettivamente dedicata alla generazione dei duty-cycle in funzione delle condizioni di funzionamento
- sorgente di alimentazione primaria
- apparato di potenza che alimenta la macchina (inverter)
- macchina elettrica trifase

La figura mette anche in evidenza i flussi delle informazioni che sussistono fra i cinque blocchi principali e che possono essere riassunti nel seguente modo:

- misure in ingresso al processo di controllo, ossia:
- tensione della sorgente di alimentazione primaria V_{bus}^m
- correnti di fase i_{abc}^m
- posizione meccanica del rotore rispetto allo statore θ_m^m
- riferimento di coppia in ingresso all'algoritmo di controllo T^*
- corrente di statore massima in ingresso all'algoritmo di controllo $I_{s_{max}}$
- coppia massima che la macchina può erogare in ingresso all'applicazione T_{max}
- posizione meccanica in ingresso all'applicazione θ_m
- duty-cycle in ingresso all'inverter che alimenta la macchina $D.C.$

Si vuole evidenziare la convenzione che, qualora si intenda mettere in risalto il fatto che una generica grandezza sia il frutto di una misura o sia un riferimento, la si indicherà utilizzando nel primo caso l'apice “ m ” e nel secondo l'apice “ $*$ ”.

Si può notare che la posizione in ingresso all'applicazione proviene dall'algoritmo di controllo e non direttamente dall'apposito sensore calettato sulla macchina, con ciò si è inteso includere anche quegli azionamenti privi di tale strumento di misura; in tal caso quindi, l'algoritmo di controllo funziona in modalità sensorless, ossia senza una misura diretta della posizione rotorica che viene sostituita da una stima della stessa (in particolare, come visto in precedenza, fornita dal modello generalizzato).

L'algoritmo di controllo macchina sviluppato necessita solamente delle misure elencate pocanzi, ossia tensione di bus, correnti di fase ed eventualmente della posizione del rotore. Un'obiezione che si vuol subito dissipare è quella che può nascere dalla constatazione che il modello

generalizzato richiede la conoscenza delle tensione degli avvolgimenti di macchina. Volendo escludere la soluzione che preveda una misura diretta delle stesse si è preferito risalire al loro valore in modo indiretto, mediante un opportuno algoritmo di calcolo che utilizza la terna dei duty-cycle che comandano l'inverter (ShortCut Voltage Measures, S.C.V.M.).

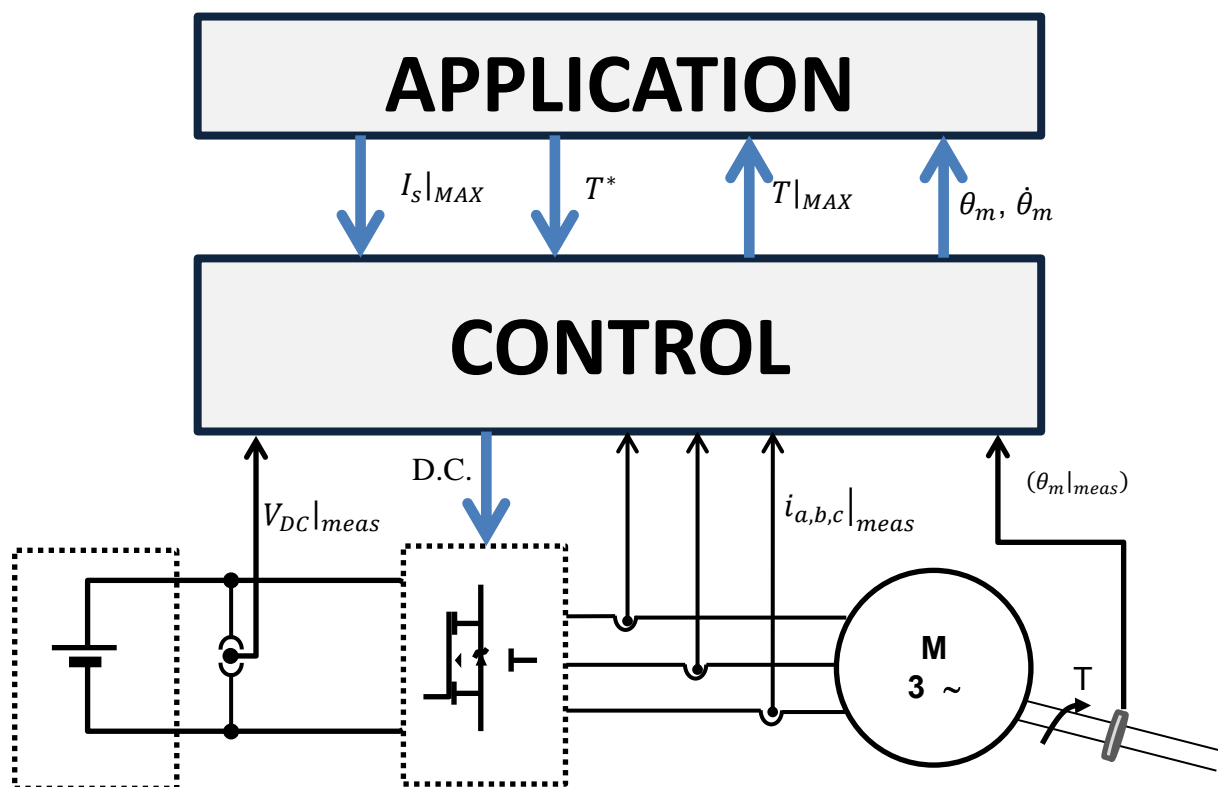


Fig. 4.1 Schema di principio di un azionamento elettrico

Nello sviluppo dell'algoritmo di controllo macchina è stata posta una particolare attenzione all'iterazione dello stesso con l'applicazione; anche se l'oggetto principale dello studio è l'algoritmo di controllo macchina, è comunque necessario valutare attentamente come esso interagisce con quello che si potrebbe definire il suo ambiente di lavoro. Con applicazione si intende quella parte del processo di controllo che definisce il riferimento di coppia e, a priori, non è possibile stabilirne in modo preciso il principio di funzionamento in quanto esso dipende appunto dalla "applicazione" (ad esempio controllo veicolo, controllo assi, ...). Per ovviare a tale problema si è dovuto comunque definire un flusso "minimale" di informazioni fra algoritmo di controllo macchina ed applicazione.

Come riferito in precedenza, fra le condizioni al contorno è stato incluso anche il valor massimo della corrente di statore, questo vincolo ha una importanza particolare in quanto spesso è necessario tener sotto controllo il valore che tale corrente può assumere al fine di evitare surriscaldamenti o guasti nella macchina o nell'apparato di potenza che la alimenta. Inoltre, il contesto di utilizzo dell'azionamento può comportare variazioni di tale parametro; si pensi ad esempio ad un controllo per trazione elettrica, spesso in questo tipo di applicazioni si richiede un certo sovraccarico in corrente a basse velocità in modo da permettere al motore di offrire notevoli coppie di "spunto" per

meglio movimentare il veicolo. All'aumentare della velocità il valor massimo della corrente di statore viene diminuito in modo da limitare surriscaldamenti della macchina elettrica ed evitare eccessive richieste di potenza che possano mettere in crisi la sorgente di alimentazione. E' chiara quindi l'importanza di strutturare l'intero processo di controllo in modo tale che l'applicazione abbia la possibilità di definire e quindi di fornire all'algoritmo di controllo macchina il valor massimo della corrente di statore.

Il ruolo fondamentale dell'applicazione è quello di generare il riferimento di coppia e spesso richiede, per un funzionamento ottimale, la conoscenza del valore massimo che il riferimento stesso possa assumere. Per fare un esempio, si pensi ad un azionamento assi in cui l'applicazione ha l'obiettivo di determinare la coppia di riferimento in modo da far assumere al motore una certa velocità. Spesso, la coppia di riferimento è ottenuta mediante un regolatore proporzionale-integrale il cui ingresso è dato dalla differenza fra la velocità obiettivo e quella reale (misurata o stimata). Può accadere che, a causa dell'elevata entità del carico meccanico o dell'accelerazione richiesta, il regolatore richieda una coppia ben al di là delle possibilità fisiche della macchina. Questa eventualità può rappresentare un grosso problema nel momento in cui il valore della velocità obiettivo cambia; in tal caso infatti, il regolatore può impiegare un tempo notevole ad aggiornare la coppia richiesta dovendone modificare il valore partendo da una situazione in cui, di fatto, la macchina non "reagisce" in quanto il riferimento di coppia è oltre il limite massimo effettivamente erogabile e quindi il controllo è, in un certo senso, "saturato". Appare quindi in modo evidente la necessità di fornire all'applicazione il valor massimo che la coppia di riferimento potrà assumere.

Al fine di raggiungere un coordinamento ottimale fra algoritmo di controllo macchina ed applicazione si è quindi deciso di suddividere entrambi questi blocchi fondamentali in due parti da "eseguire" secondo la sequenza seguente:

1	Applicazione, Blocco 1	Generazione del valore massimo della corrente di statore per il Controllo Macchina Blocco 1 (eventualmente in funzione della posizione o della velocità meccanica della macchina)
2	Controllo Macchina, Blocco 1	Parte iniziale del controllo macchina che, in funzione del valore massimo della corrente di statore, calcola il valor massimo della coppia di riferimento per l' Applicazione Blocco 2
3	Applicazione, Blocco 2	Generazione del riferimento di coppia (eventualmente in funzione della posizione o della velocità meccanica della macchina)
4	Controllo Macchina, Blocco 2	Parte finale del controllo motore che, in funzione del riferimento di coppia, genera la sequenza dei duty-cycle con cui pilotare l'inverter

La tipologia di controllo macchina che è stata scelta è quella che comunemente viene definita come controllo ad orientamento di campo, ossia quella classe di controlli in cui, ponendosi in un particolare sistema di riferimento d-q, la regolazione della coppia erogata dalla macchina è ottenuta agendo sulla componente di asse-q della corrente di statore mentre la componente di asse-d ha lo scopo di gestire lo stato di magnetizzazione, ossia il valore assunto dal flusso di statore (o di rotore), in funzione delle condizioni di funzionamento.

Dalla teoria del modello generalizzato si è trovato che un sistema di riferimento funzionale alla realizzazione di un controllo ad orientamento di campo è quello che è stato definito come sistema

del flusso di rotore, in questo caso la regolazione della coppia avviene secondo la seguente relazione ottenuta dallo studio del modello della macchina:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$$

La scelta di un controllo ad orientamento di campo (FOC) è stata condizionata principalmente dal fatto che, nonostante le ottimizzazioni dei calcoli necessari alla risoluzione del modello, l'implementazione dell'intero processo di controllo richiede una certa mole di operazioni che abbisognano di un consistente lasso di tempo. Volendo mantenere il coordinamento fra processo di controllo e sequenze di modulazione dell'inverter (si ricordi la relativa discussione affrontata nello studio della risoluzione numerica del modello) questo intervallo di tempo rappresenta un vincolo per la frequenza di modulazione in quanto il periodo che essa determina deve avere una consistenza tale da permettere l'esecuzione di tutti i calcoli necessari all'intero processo di controllo. Altre tipologie di controllo macchina (ad esempio i controlli diretti di coppia) necessitano di frequenze di commutazione relativamente elevate (decine di kHz) e quindi non possono essere adottate per realizzare un controllo che operi assieme al modello generalizzato. Un controllo ad orientamento di campo ha il pregio di limitare in modo naturale il ripple di corrente (o di coppia) anche lavorando con frequenze di modulazione relativamente basse (pochi kHz) in quanto la regolazione della tensione impressa alla macchina può avvenire con strategie di tipo SVM che comportano un ripple inferiore rispetto a quello ottenuto mediante controlli diretti di coppia che operano ad analoghe frequenze.

A supportare ulteriormente la scelta di un controllo di tipo FOC è il fatto che esso permette di assolvere in modo ottimale al coordinamento con l'applicazione, ossia è in grado di gestire il valor massimo della corrente di statore e di fornire, di rimando, il valor massimo per la coppia di riferimento.

Rispetto a controllo diretti di coppia vi è una minor dinamica nell'inseguimento del riferimento di coppia, limite che verrà in parte mitigato con l'adozione di alcuni accorgimenti ideati allo scopo di migliorare questo aspetto.

Volendo testare appieno il comportamento del modello generalizzato si è cercato di realizzare un algoritmo di controllo macchina in grado di operare in condizioni critiche, infatti è lavorando "al limite" che possono essere messi allo scoperto eventuali deficienze del modello in quanto è quest'ultimo ad offrire al controllo macchina tutte le grandezze necessarie al suo funzionamento. A tal scopo il controllo ad orientamento di campo è stato progettato per funzionare secondo le seguenti specifiche:

- possibilità di operare in un campo di velocità estremamente elevato, tale da portare la frequenza delle grandezze statoriche ad essere non molto inferiore rispetto a quella di esecuzione del processo di controllo (circa un decimo) enfatizzando in tal modo i problemi relativi alla discretizzazione ed al campionamento, tipici dei controlli digitali

- possibilità di operare con ampie ed istantanee variazioni del riferimento di coppia, introducendo in tal modo delle notevoli componenti ad alta frequenza nello spettro delle grandezze elettriche relative alla macchina

La prima specifica ha richiesto lo sviluppo di un controllo ad orientamento di campo in grado di gestire quella situazione di funzionamento che comunemente viene definita “deflussaggio”, ossia quella fase di lavoro in cui viene utilizzata tutta la tensione messa a disposizione dalla sorgente di alimentazione primaria e che richiede una diminuzione del flusso concatenato con il circuito di statore. Per meglio assolvere alla seconda specifica si sono studiati dei meccanismi tali da migliorare la dinamica nel controllo della coppia; in tal modo, oltre a migliorare le prestazioni del controllo macchina, si ottengono repentine variazioni delle grandezze elettriche che ne arricchiscono il relativo spettro in frequenza portando il modello a “lavorare” in condizioni critiche in quanto deve essere comunque in grado di apprezzare e seguire tali variazioni.

4.2 SCHEMA DI PRINCIPIO DEL PROCESSO DI CONTROLLO

La figura seguente mostra lo schema di principio dell'intero processo di controllo in cui si evidenziano le cinque parti fondamentali che verranno in seguito elencate; è importante evidenziare il fatto che, d'ora in poi, con controllo macchina si intenderà quella parte (FOC) dell'intero processo di controllo che, utilizzando le grandezze offerte dal modello generalizzato, stabilisce i riferimenti di tensione statorica da utilizzarsi per ricavare, mediante un algoritmo di tipo SVM, la terna dei duty-cycle e tali da portare la coppia erogata al valore di riferimento acquisito dall'applicazione:

- **MODELLO:** modello della macchina elettrica generalizzato, ha lo scopo di fornire le grandezze utili al controllo macchina ed eventualmente la posizione meccanica all'applicazione
- **FOC:** controllo macchina, suddiviso nelle due parti al fine di garantire il corretto coordinamento con l'applicazione, il cui scopo è di soddisfare il vincolo sulla corrente massima di statore, di fornire il valore massimo della coppia di riferimento e di generare le tensioni di statore di riferimento per soddisfare la richiesta di coppia ed il vincolo sulla corrente
- **APPLICAZIONE:** applicazione, suddivisa nelle due parti al fine di garantire il corretto coordinamento con il controllo macchina, ha lo scopo di generare il riferimento di coppia e la corrente di statore massima in funzione dell'utilizzo dell'azionamento (trazione elettrica, controllo assi, ...)
- **SVM:** modulazione di tipo SVM, ha lo scopo di definire la terna dei duty-cycle in modo che alla macchina venga impressa una terna di tensioni di statore pari al riferimento generato dal controllo macchina (FOC)
- **D.C.:** blocco del “condizionamento” della terna dei duty-cycle provenienti dal blocco SVM, in esso si compensa, almeno in via approssimata, l'effetto dei tempi morti che caratterizzano l'inverter; inoltre è in questo blocco che è implementato il S.C.V.M., ossia la misura indiretta delle tensioni di statore in funzione della terna dei duty-cycle e delle caratteristiche dell'inverter (tempi morti, resistenza degli interruttori statici, tempo di salita e di discesa della tensione)

Rimandando alle prossime pagine la spiegazione dettagliata dello scambio di informazioni che avviene fra questi blocchi, si vuol ora esprimere il fatto che l'esecuzione del processo di controllo deve avvenire da “sinistra” verso “destra”, ossia i vari blocchi devono essere eseguiti in modo sequenziale a partire da quelli di sinistra (il primo sarà quindi il MODELLO). La figura mette anche in evidenza il coordinamento fra il controllo macchina e l'applicazione che si esplica mediante lo scambio “minimale” di informazioni che è stato precedentemente individuato.

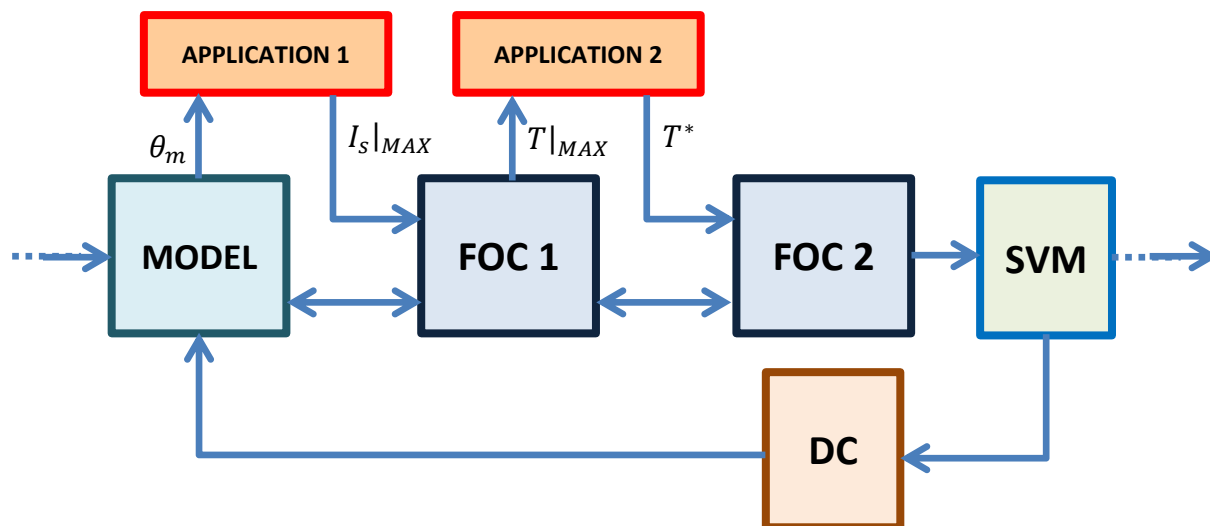


Fig. 4.2 Schema di principio del processo di controllo

Il modello necessita della misura delle correnti di statore (utilizzata nell'algoritmo di compensazione degli errori) che deve essere espressa come rappresentazione bifase equivalente nel sistema statorico. Nello schema di principio si è preferito omettere il blocco che rappresenta la trasformata di Park da effettuarsi su tali correnti intendendo implicitamente che questa operazione preliminare sia effettuata prima di fornirne i valori al modello.

La misura delle correnti statoriche espresse come sistema trifase è necessaria al solo blocco D.C. in quanto la utilizza per “compensare” singolarmente ognuno dei tre rami dell'inverter. A tal scopo, volendo “risparmiare” un sensore per la misura della corrente di una delle tre fasi, è possibile risalire al valore della corrente non direttamente misurata utilizzando una relazione del tipo:

$$i_c = -i_a - i_b$$

Nello schema di principio non sono state rappresentate le possibili dipendenze di parti del processo di controllo dallo stato dell'azionamento in quanto complicherebbero troppo l'esposizione a causa della vasta gamma di interconnessioni che sarebbe possibile evidenziare. Queste eventuali dipendenze sono intese come un “ampliamento” del singolo blocco di competenza; per fare un esempio, potrebbe essere possibile aggiornare il valore della resistenza di statore con la temperatura dello stesso in modo da “migliorare” le stime offerte dal modello, in quanto verrebbe utilizzato un valore di tale parametro più vicino alla realtà. In tal caso, si potrebbe evidenziare nello schema di principio il legame che sussiste fra la misura della temperatura, fornita dall'applicazione o da qualche altro blocco ausiliario, ed il corrispondente valore della resistenza. In ogni caso, allo stato

attuale non sono previste migliorie di questo tipo e quindi si è preferito ometterne la schematizzazione intendendole come un ulteriore sviluppo del blocco interessato, che, nell'esempio riportato, potrebbe essere il modello generalizzato.

Si conclude affermando che il modello generalizzato ed il controllo macchina condividono gli stessi parametri di macchina (ad esempio la resistenza di statore, l'autoinduttanza di asse d o q , ...); negli schemi di funzionamento che verranno presentati si eviterà di evidenziare tali connessioni assumendo implicitamente che il controllo macchina adotti gli stessi parametri di macchina che caratterizzano il modello.

4.3 DESCRIZIONE DEI BLOCCHI FONDAMENTALI DEL PROCESSO DI CONTROLLO

In questa sezione verrà presentata una breve descrizione dei blocchi fondamentali del processo di controllo ad esclusione di quelli relativi al controllo macchina e all'applicazione in quanto, quest'ultima, esula dagli scopi della presente esposizione ed è vista come una "scatola chiusa", ossia come un blocco il cui comportamento non è definito a priori e di cui è nota soltanto la modalità con cui comunica con il resto del processo di controllo (coordinamento controllo macchina ed applicazione e relativo scambio di informazioni quali riferimento di coppia, corrente e coppia massime). Si rimanderà alle prossime pagine la descrizione accurata del controllo macchina mentre ora si cercherà di inquadrarne il contesto di funzionamento mettendolo in relazione agli altri blocchi che compongono l'intero processo di controllo del quale viene stabilita la struttura generale.

4.3.1 Descrizione del blocco MODELLO

Nel blocco MODELLO è implementato l'algoritmo di risoluzione del modello, ommettendone una descrizione dettagliata che comunque è riportata nell'apposito capitolo, si vuol evidenziare il fatto che le grandezze offerte da tale algoritmo al resto del processo di controllo (stime per il controllo macchina ed eventualmente la posizione all'applicazione) sono di tipo predetto (pedice " p ") o misurate-predette (pedice " p "). Come anticipato in precedenza, questo accorgimento permette di ovviare al problema del ritardo dell'azione di controllo dovuta alla discretizzazione nel tempo ed al tempo di esecuzione del processo di controllo non nullo. Questo ritardo può portare a problemi di stabilità del sistema quando le grandezze di macchina hanno tempi di variazione confrontabili con quelli di esecuzione del processo di controllo, ossia quando tali grandezze hanno uno spettro in frequenza molto esteso e con componenti ad alta frequenza non trascurabili. Questa situazione di funzionamento è raggiunta quando la macchina deve operare a velocità particolarmente elevate o quando sono richieste repentine variazioni della coppia erogata, ossia in condizioni previste dalle specifiche di controllo. Di conseguenza, è necessario limitare l'effetto del ritardo delle azioni di controllo utilizzando le grandezze predette che, anticipando quello che dovrebbe avvenire "nel futuro", permettono di aggirare questo problema.

L'utilizzo delle grandezze predette rappresenta un ulteriore banco di prova nei confronti del modello generalizzato in quanto, verificando l'efficacia delle previsioni che esso offre, è possibile testare in modo più stringente la teoria e le argomentazioni su cui si basa il modello generalizzato proposto.

La figura seguente mostra la schematizzazione delle sequenze del processo di controllo e delle azioni di controllo nei tre casi seguenti:

1. processo ed esecuzione delle azioni di controllo ideali
2. processo ed esecuzione delle azioni di controllo non ideali e ritardo dell'azione di controllo
3. processo ed esecuzione delle azioni di controllo non ideali che, utilizzando grandezze predette, comportano un'esecuzione delle azioni di controllo che equivale al caso ideale

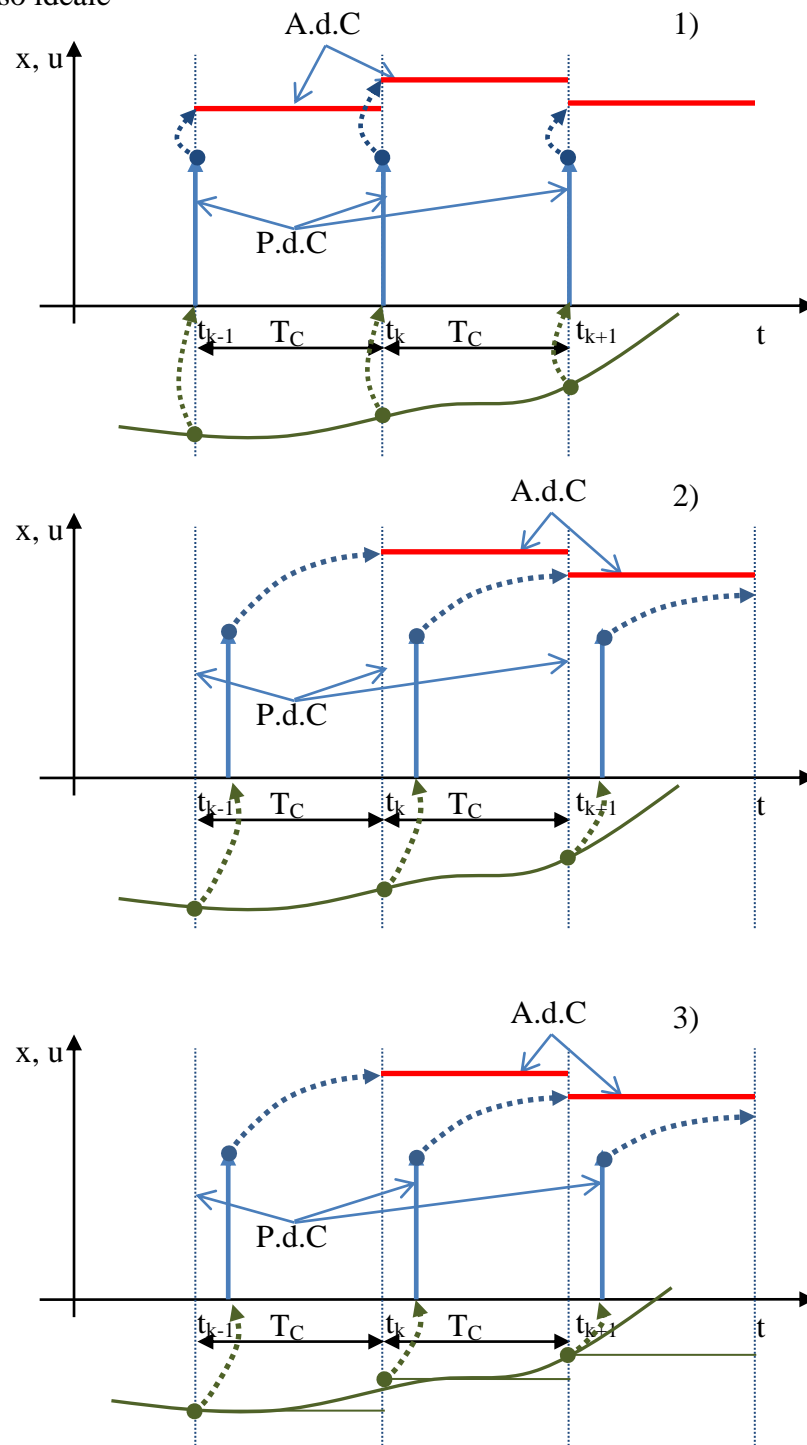


Fig. 4.3 Schematizzazione delle sequenze del processo e delle azioni di controllo

4.3.2 Descrizione del blocco SVM

Nel blocco SVM è implementata una strategia di modulazione di tipo SVM che, partendo dai riferimenti di tensione statorica espressi nel sistema di riferimento statorico $v_{s_k}^{s*}$, genera la terna dei duty-cycle di riferimento $D.C._k^*$.

Questo blocco calcola altre due grandezze che saranno utilizzate dal controllo macchina e che vengono schematizzate nella figura che segue:

- V_{0_k} : valore massimo della tensione di riferimento che permette all'inverter di erogare una terna di tensioni simmetrica, esso è legato alla tensione di bus tramite la relazione:

$$V_{0_k} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{bus_k}$$

- $V_{s_{max}_k}$: questa tensione rappresenta il limite effettivo che l'inverter può raggiungere in relazione alla tensione di bus, alla strategia di modulazione adottata ed alla direzione del riferimento di tensione $v_{s_k}^{s*}$

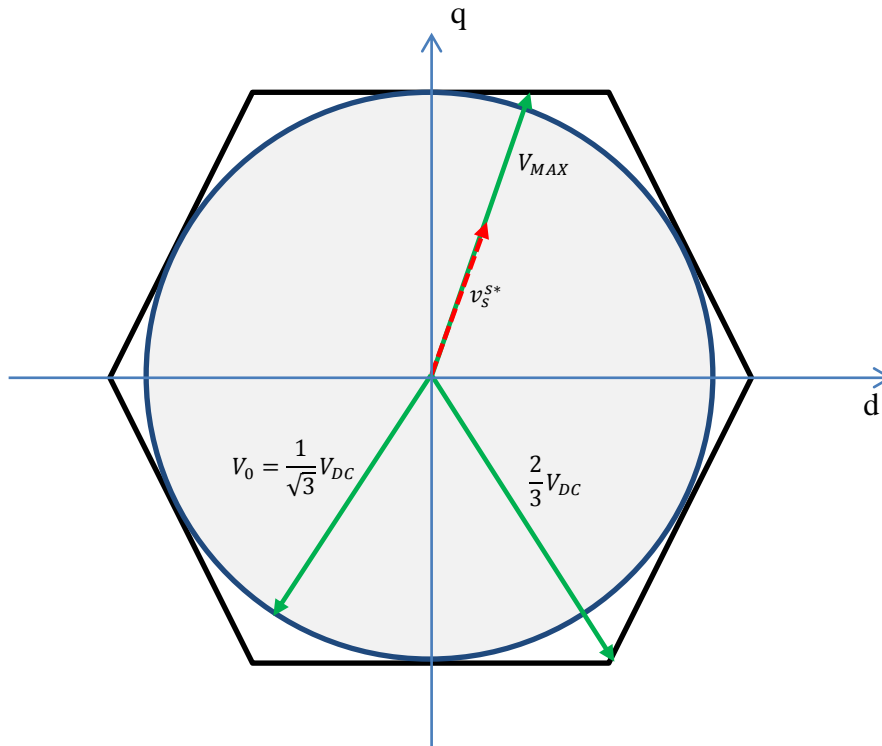


Fig. 4.4 Schematizzazione della tensione di statore di riferimento massima e della tensione "simmetrica"

Le tensioni V_{0_k} e $V_{s_{max}_k}$ verranno utilizzate dal controllo macchina per i seguenti scopi:

- V_{0_k} : questa tensione rappresenta la soglia oltre la quale l'algoritmo di controllo comincerà a "deflussare" la macchina qualora dovesse esservi una eccessiva richiesta

di tensione a causa di uno stato di magnetizzazione troppo elevato in rapporto alla frequenza delle grandezze statoriche.

L'esperienza insegna che la sorgente di alimentazione può essere molto sensibile alle condizioni di funzionamento dell'azionamento. Per fare un esempio, si pensi ad un azionamento per trazione elettrica alimentato con un pacco di batterie di tensione nominale di 80V; quando la macchina elettrica lavora effettivamente come un motore, la tensione di batteria può scendere fino a 74V in quanto deve fornire tutta la potenza richiesta dall'azionamento, mentre, quando la macchina elettrica lavora come un generatore, ossia nel caso di quella che si definisce frenata a recupero di energia, la tensione di batteria può salire fino a 85V, comportando in tal modo una variazione di quasi il 15% rispetto al caso precedente. Tali cambiamenti della tensione di bus si riflettono direttamente sulla soglia di tensione di deflussaggio (V_{0_k}) e quindi possono indurre il controllo a reagire cambiando lo stato di magnetizzazione della macchina con dei fenomeni transitori durante i quali può venir meno un efficiente e preciso controllo della coppia erogata.

Per meglio comprendere questo aspetto si immagini la macchina elettrica impegnata ad erogare tutta la potenza di cui dispone, in tal caso la sorgente di alimentazione reagisce diminuendo la tensione di bus e comportando quindi un deflussaggio particolarmente accentuato. Nel caso in cui il verso della coppia richiesta dovesse cambiare repentinamente si avrebbe una brusca inversione del flusso di energia che porterebbe ad un veloce aumento della tensione di bus inducendo quindi il controllo a "rimagnetizzare" la macchina. Se poi dovesse seguire una nuova fase di erogazione della potenza da parte della sorgente, il controllo dovrebbe nuovamente deflussare la macchina e, essendo questa operazione particolarmente "delicata", molto probabilmente si degraderebbe l'efficacia nell'inseguimento del riferimento di coppia. Per evitare queste continue e dannose alternanze nello stato di magnetizzazione della macchina è consigliabile legare la tensione V_{0_k} alla tensione di bus tramite un filtro digitale selettivo, ossia un algoritmo che permetta alla tensione di soglia di seguire la tensione di bus solo nel caso in cui questa stia calando, altrimenti viene ne viene limitata la dinamica tramite, ad esempio, un filtro passa basso di tipo ricorsivo:

$$\begin{cases} V_{bus_k} \geq V_{bus_{k-1}} \Rightarrow V_{0_k} = \frac{Tc}{\tau + Tc} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{bus_k} + \frac{\tau}{\tau + Tc} \cdot V_{0_{k-1}} \\ V_{bus_k} < V_{bus_{k-1}} \Rightarrow V_{0_k} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{bus_k} \end{cases}$$

In questo modo si costringe il controllo a deflussare prontamente la macchina a seconda dello stato di alimentazione dell'azionamento, al contrario, un eventuale aumento della tensione di bus non porterebbe ad una rapida rimagnetizzazione della macchina.

- $V_{s_{max,k}}$: questo limite di tensione verrà utilizzato per saturare i regolatori di tensione preposti all'inseguimento dei riferimenti di corrente che verranno generati dal controllo macchina. Questo aspetto è di particolare importanza in quanto,

presentandosi spesso delle condizioni di funzionamento in cui tali regolatori possano reagire con una eccessiva richiesta di tensione, è necessario saturarli in modo da garantire la stabilità e la robustezza del controllo della macchina elettrica.

L'utilizzo della tensione $V_{s_{maxk}}$ al posto di V_{0k} permette di sfruttare appieno le potenzialità date dall'inverter e dalla tensione di bus utilizzando anche quelle aree di tensione che, pur appartenendo all'esagono dei vettori fondamentali, non sono comprese nella circonferenza di raggio V_{0k} ed ottenendo in tal modo i seguenti benefici:

- nonostante il controllo macchina sia strutturato in modo da puntare ad usare una tensione di statore massima pari V_{0k} (in modo da ottenere una terna di tensioni simmetrica), durante i transitori di inseguimento dei riferimenti di corrente può essere conveniente utilizzare tutta la tensione disponibile per aumentare la velocità di risposta del controllo ed a tal fine i regolatori di tensione sono saturati con la tensione $V_{s_{maxk}}$
- il margine di tensione ottenuto dalla differenza fra $V_{s_{maxk}}$ e V_{0k} , (si ricorda ancora che V_{0k} è la tensione massima che il controllo tende ad utilizzare) consente di compensare, almeno in parte, quelle ulteriori richieste di tensione oltre il limite V_{0k} che derivano dalle “non idealità” del motore, ossia dall'effetto delle cave e dalla presenza delle armoniche nella distribuzione del campo magnetico

4.3.4 Descrizione del blocco D.C.

Il blocco D.C. assolve a due scopi, il primo è quello di effettuare una compensazione dei tempi morti che caratterizzano l'inverter (blocco D.C.-dtcomp) mentre il secondo è il calcolo indiretto delle tensioni di statore, espresse nel sistema del riferimento statorico, effettuato in funzione dei duty-cycle che pilotano l'inverter e prendendo in considerazione una modellizzazione delle non idealità dell'inverter stesso (blocco D.C.-S.C.V.M.).

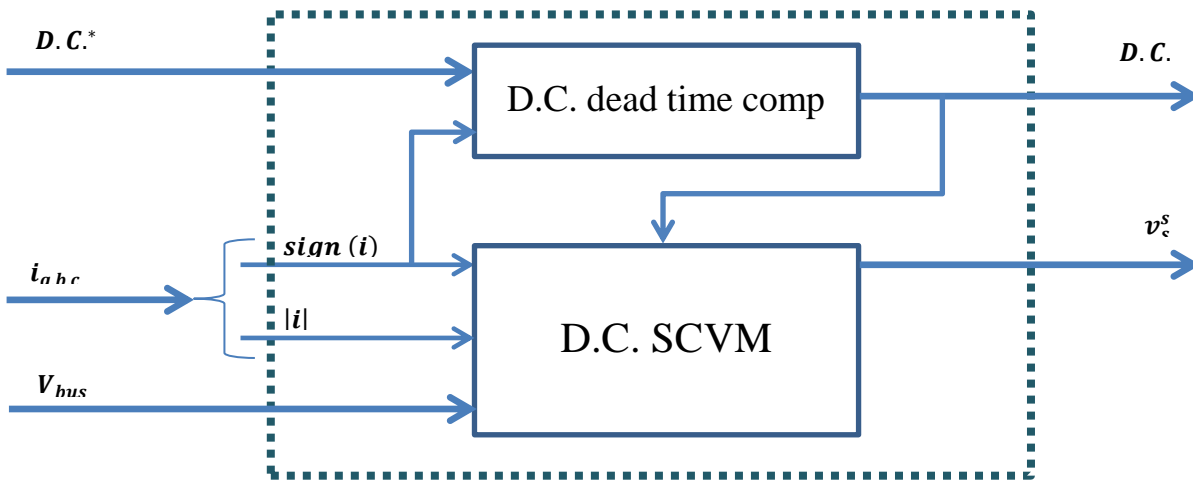


Fig. 5 Schematizzazione del blocco D.C.

4.3.5 Descrizione del blocco D.C._{dtcomp}

La compensazione dei tempi morti dell'inverter "trasforma" i duty-cycle di riferimento $D.C._k^*$, generati dall'algoritmo di modulazione SVM, in una terna $D.C._k$ modificata in modo da far corrispondere le reali sequenze di tensione che i rami dell'inverter andranno ad erogare ai riferimenti di duty-cycle $D.C._k^*$. Tale compensazione viene effettuata singolarmente per ogni ramo valutando il verso della corrente che lo interessa e quindi l'effetto che il tempo morto $d.t.$ (dead time) comporta sulla tensione effettivamente erogata in seguito al collegamento che i diodi di libera circolazione possono effettuare verso massa o verso la tensione di bus.

$$\begin{cases} i_k \geq 0 \Rightarrow D.C._k = D.C._k^* + d.t. & (D.C._k \leq 1) \\ i_k < 0 \Rightarrow D.C._k = D.C._k^* - d.t. & (D.C._k \geq 0) \end{cases}$$

4.3.6 Descrizione del blocco D.C._{s.c.v.m.}

La misura indiretta della tensione di statore può avvenire valutando le singole tensioni che i tre rami vanno ad erogare alla macchina e riportandole poi nella rappresentazione bifase equivalente espressa nel sistema statorico mediante la trasformata di Park. Per migliorare la precisione di questa misura indiretta si considerano, almeno in via approssimata, quelle che normalmente vengono definite come "non idealità" dell'inverter:

- effetto del tempo morto $d.t.$, utilizzando un processo "inverso" rispetto a quello previsto nel blocco D.C._{dtcomp}
- cadute di tensione sugli interruttori statici (interruttore di potenza " T " e diodo di libera circolazione " D ") v_T e v_D , cadute che vengono calcolate come funzione del valore assoluto della corrente che li riguardano e che possono essere rappresentate mediante la seguente figura

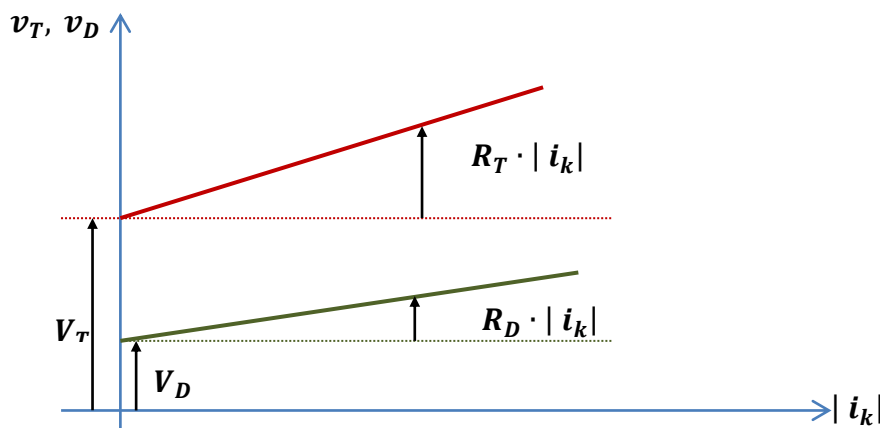


Fig. 4.5 Schematizzazione della caduta di tensione sugli interruttori statici dell'inverter

- tempo di salita T_{RISE} e di discesa T_{FALL} della tensione erogata dal singolo ramo

La figura che segue schematizza le “non idealità” di inverter nel caso di corrente positiva, ossia mostra l’andamento della tensione v_{out} erogata dal ramo durante il periodo di modulazione T_m , confrontandola con quello che dovrebbe essere il suo andamento ideale evidenziando in tal modo l’effetto che le “non idealità” hanno nei confronti della forma d’onda “teorica” che corrisponde allo stato “S” dell’interruttore statico.

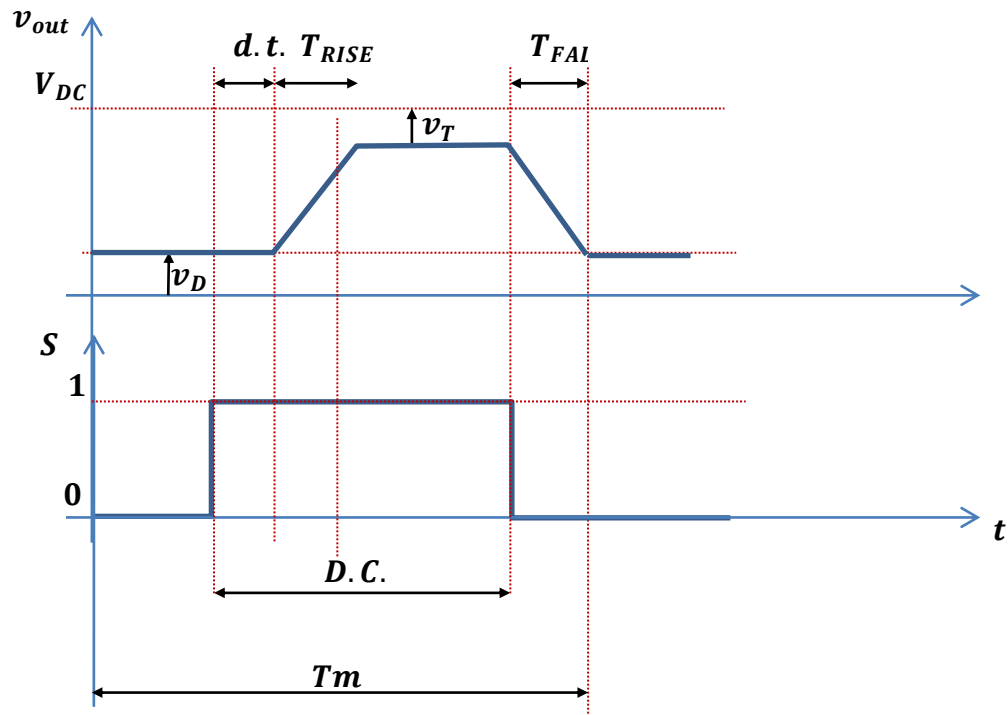


Fig. 4.6 Schematizzazione delle non idealità degli interruttori statici dell’inverter

La tensione realmente erogata dal singolo ramo sarà quindi la media del suo effettivo andamento valutata per il ciclo di commutazione, media che può essere calcolata tramite il seguente algoritmo, definito appunto S.C.V.M.:

1	$v_{T_k} = V_T + R_T \cdot i_k $ $v_{D_k} = V_D + R_D \cdot i_k $
---	---

2	$ \begin{aligned} & i_k \geq 0 \Rightarrow \left[\begin{array}{l} D.C._{ON_k} = D.C._k - d.t. (D.C._{on_k} \geq 0) \\ T_{RISE_k} = T_{RISE} \\ T_{FALL_k} = T_{FALL} \\ V_{ON_k} = V_{bus_k} - v_{T_k} \\ V_{OFF_k} = v_{D_k} \\ Vj_{ON_k} = v_{T_k} \\ Vj_{OFF_k} = v_{D_k} \end{array} \right. \\ & i_k < 0 \Rightarrow \left[\begin{array}{l} D.C._{ON_k} = D.C._k + d.t. (D.C._{on_k} \leq 1) \\ T_{RISE_k} = T_{FALL} \\ T_{FALL_k} = T_{RISE} \\ V_{ON_k} = V_{bus_k} + v_{D_k} \\ V_{OFF_k} = v_{T_k} \\ Vj_{ON_k} = v_{D_k} \\ Vj_{OFF_k} = v_{T_k} \end{array} \right. \end{aligned} $
3	$D.C._{OFF_k} = 1 - D.C._{ON_k}$
4	$ \begin{aligned} & D.C._{ON_k} \geq T_{RISE_k} \text{ e } D.C._{OFF_k} \geq T_{FALL_k} \Rightarrow \left[\begin{array}{l} (K_k = 1) \\ \left(\begin{array}{l} T_{RISE_k} = T_{RISE_k} \\ T_{FALL_k} = T_{FALL_k} \end{array} \right) \\ D.C._{ON_k} = D.C._{ON_k} - T_{RISE_k} \\ D.C._{OFF_k} = D.C._{OFF_k} - T_{FALL_k} \\ B_{1_k} = V_{OFF_k} \\ B_{2_k} = V_{ON_k} \\ K_k = D.C._{OFF_k} / T_{FALL_k} \\ T_{RISE_k} = K_k \cdot T_{RISE_k} \\ T_{FALL_k} = K_k \cdot T_{FALL_k} \\ D.C._{ON_k} = D.C._{ON_k} - T_{RISE_k} \\ D.C._{OFF_k} = 0 \\ B_{1_k} = (1 - K_k) \cdot (V_{ON_k} - V_{OFF_k}) + V_{OFF_k} \\ B_{2_k} = V_{ON_k} \end{array} \right. \\ & D.C._{ON_k} \geq T_{RISE_k} \text{ e } D.C._{OFF_k} < T_{FALL_k} \Rightarrow \left[\begin{array}{l} K_k = D.C._{ON_k} / T_{RISE_k} \\ T_{RISE_k} = K_k \cdot T_{RISE_k} \\ T_{FALL_k} = K_k \cdot T_{FALL_k} \\ D.C._{ON_k} = 0 \\ D.C._{OFF_k} = D.C._{OFF_k} - T_{FALL_k} \\ B_{1_k} = V_{OFF_k} \\ B_{2_k} = K_k \cdot V_{ON_k} \end{array} \right. \end{aligned} $

5	$V_{COMM_k} = \frac{1}{2} \cdot (T_{RISE_k} + T_{FALL_k}) \cdot (B_{1_k} + B_{2_k})$
6	$v_{OUT_k} = D.C._{ON_k} \cdot V_{ON_k} + D.C._{OFF_k} \cdot V_{OFF_k} + V_{COMM_k}$
7	$Pj_k = (D.C._{ON_k} \cdot Vj_{ON_k} + D.C._{OFF_k} \cdot Vj_{OFF_k} + V_{COMM_k}) \cdot i_k $

Dove:

- $D.C._k$ e i_k sono rispettivamente il duty-cycle e la corrente che interessano il singolo ramo dell'inverter (ingressi)
- $D.C._{ON_k}$, $D.C._{OFF_k}$, T_{RISE_k} , T_{FALL_k} , V_{ON_k} , V_{OFF_k} , V_{COMM_k} , B_{1_k} , B_{2_k} e K_k sono variabili ausiliarie utili a tale algoritmo di calcolo
- v_{OUT_k} è la tensione erogata dal singolo ramo di inverter mediata nel ciclo k-esimo (uscita)
- Pj_k è la stima delle perdite di conduzione e commutazione nel singolo ramo di inverter mediata nel ciclo k-esimo (uscita)

La grandezza $D.C._{ON_k}$ rappresenta l'effettivo tempo (in p.u.) durante il quale il ramo eroga la tensione di bus V_{ON_k} (al netto delle cadute calcolate in funzione del verso e del modulo della corrente) ed è quindi dato dal duty-cycle di riferimento (o teorico) al epurato del tempo morto e del tempo di salita.

La grandezza $D.C._{OFF_k}$ rappresenta l'effettivo tempo (in p.u.) durante il quale il ramo pone la propria uscita in corrispondenza dello "zero" di tensione V_{OFF_k} (al netto delle cadute calcolate in funzione del verso e del modulo della corrente) ed è quindi dato dal valore $D.C._{OFF_k} = 1 - D.C._{ON_k}$ corretto poi con il tempo di discesa.

Il triplice controllo effettuato al passo 4 è necessario per risolvere quelle situazioni per le quali i tempo di salita o di discesa siano maggiori dei duty-cycle effettivi, ossia rispettivamente di $D.C._{ON_k}$ e $D.C._{OFF_k}$. In tal caso il corrispondente duty-cycle effettivo diviene nullo e la tensione erogata dal ramo non riesce a "raggiungere" il valore finale (dato da V_{ON_k} o V_{OFF_k}).

Nella compensazione dei tempi morti e nell'algoritmo S.C.V.M. vengono utilizzate le correnti misurate che sono l'esito di un "campionamento" effettuato all'inizio del ciclo k-esimo e ritenute quindi costanti per tutta la durata del ciclo di controllo. Questa soluzione è in realtà una approssimazione in quanto tali grandezze possono variare durante tale intervallo di tempo e di conseguenza la discriminazione dei segni ed il calcolo delle cadute di tensione dovute alle correnti potranno risultare inesatti.

4.3.7 Figura riassuntiva dell'intero processo di controllo

Per concludere, si riporta ora una figura che riassume il flusso dei dati che caratterizza i blocchi fondamentali fino ad ora esposti ad eccezione dello scambio di informazioni fra i due blocchi che costituiscono il controllo macchina che verrà descritto nelle prossime pagine.

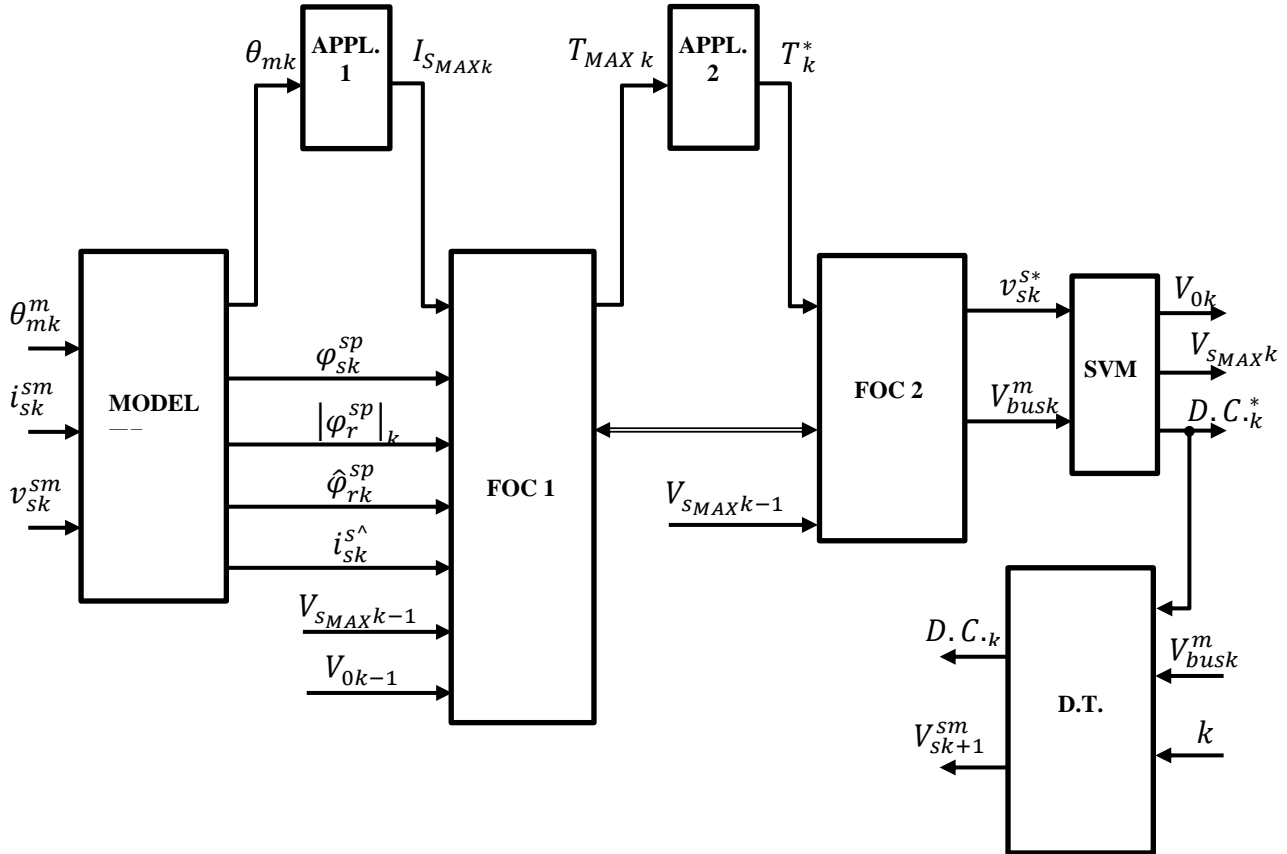


Fig. 4.7 Schematizzazione dell'intero processo di controllo e del flusso dei dati fra i blocchi principali

Questo schema rappresenta, come già anticipato, la sequenza con cui devono essere eseguite le diverse parti del processo di controllo durante il ciclo k-esimo, in particolare è evidenziato a quale ciclo sono riferite le diverse grandezze che sono scambiate dai blocchi principali ed a riguardo si propongono ora le seguenti osservazioni:

- le misure, riferite tutte al k-esimo ciclo, devono essere eseguite con una modalità che si avvicini il più possibile all'impulso di misura ideale descritto durante la discussione della stima della posizione meccanica per macchine sincrone convenzionali
- le grandezze offerte dal modello sono tutte di tipo predetto, ossia delle stime, eseguite al ciclo k-esimo, di quello che dovrebbe essere lo stato della macchina al termine del corrispondente ciclo di controllo
- il blocco D.C. fornisce in realtà la stima di quelle che saranno le tensioni di macchina durante il successivo ciclo di controllo in quanto i duty-cycle che entrano nell'apposito algoritmo di calcolo avranno realmente "effetto" nel ciclo successivo. In tal modo l'algoritmo di integrazione del modello avrà subito a disposizione la

conoscenza delle tensioni di macchina riferite al periodo di integrazione che fa riferimento al k-esimo ciclo. A tal proposito si nota che:

- la tensione di bus in ingresso all'algoritmo S.C.V.M. è riferita al k-esimo ciclo e non a quello successivo, questa incoerenza nei confronti dei duty-cycle è inevitabile in quanto non è possibile disporre di una stima futura di tale tensione; in ogni caso è possibile supporre che questa approssimazione sia ragionevolmente trascurabile ritenendo che la tensione di bus abbia variazioni ridotte durante un ciclo di controllo
- le correnti in ingresso all'algoritmo S.C.V.M. sono di tipo misurato-predetto e sono calcolate mediante la trasformata di Park inversa delle correnti misurate-predette fornite dal modello della macchina, in tal modo esse faranno riferimento allo stesso ciclo di controllo dei duty-cycle
- le tensioni massime $V_{s_{\max k-1}}$ e $V_{0_{k-1}}$ in ingresso al controllo macchina sono riferite al ciclo k-1e quindi in discordanza con le altre grandezze nel medesimo blocco. Questa incongruenza origina dal fatto che tali tensioni sono calcolate dall'algoritmo SVM che deve essere eseguito in cascata rispetto al controllo ad orientamento di campo, di conseguenza non è possibile anticipare tali valori e quindi il controllo macchina dovrà utilizzare quelli calcolati durante il precedente ciclo di controllo. Non sono state trovati rimedi a questo problema anche se è possibile affermare che:
 - si può ragionevolmente supporre che la tensione V_{0_k} , essendo legata alla tensione di bus, cambi poco di ciclo in ciclo; si ricordi inoltre che essa può essere il risultato di un processo di filtraggio che ne diminuisce artificialmente la dinamica
 - la tensione $V_{s_{\max k}}$ dipende anche dalla direzione della tensione statorica di riferimento e quindi, nel momento in cui la frequenza delle grandezze statoriche si faccia particolarmente elevata, può presentare apprezzabili variazioni da un ciclo all'altro. In ogni caso, data la natura del suo utilizzo, questa approssimazione non comporta rilevanti problemi per il controllo della macchina elettrica

4.4 DESCRIZIONE DEL CONTROLLO AD ORIENTAMENTO DI CAMPO

In questa sezione verrà esposto il controllo nelle sue parti fondamentali indicando i principi generali con i quali è stato strutturato.

4.4.1 Definizione di controllo ad orientamento di campo

Come riferito in precedenza, un controllo ad orientamento di calcolo è un algoritmo nel quale si adotta una rappresentazione della macchina riferita ad un particolare sistema di riferimento bifase equivalente in modo da permettere una gestione della coppia tramite la regolazione della componente di asse-q della corrente di statore.

La teoria del modello generalizzato ha individuato nel sistema di riferimento del flusso di rotore il sistema d-q adatto a tale scopo, quindi, fin da subito, si vuol affermare che l'intero controllo macchina si esplica ed è riferito univocamente a tale sistema di riferimento e quindi:

- le prime operazioni che il controllo macchina andrà ad eseguire sono quelle necessarie a riportare nel sistema del flusso di rotore le grandezze (ingressi del controllo) che provengono dal modello e riferite quindi al sistema statorico:

$$\begin{aligned}\varphi_{s\,k}^{s\,p} &\Rightarrow \varphi_{s\,k}^e \\ \hat{i}_{s\,k}^{s\,p} &\Rightarrow i_{s\,k}^e\end{aligned}$$

- l'ultima operazione che il controllo macchina effettuerà è quella di riportare nel sistema statorico le tensioni di riferimento (uscite del controllo) generate dai regolatori di tensione e riferite quindi al sistema del flusso di rotore:

$$v_{s\,k}^{e*} \Rightarrow v_{s\,k}^{s*}$$

- per eseguire le operazioni di traslazione di sistema verrà utilizzato il versore del flusso di rotore $\hat{\varphi}_{r\,k}^{s\,p}$ generato dal modello

4.4.2 Definizione di limite in corrente e in tensione

Il rispetto del modulo massimo $I_{s\,max}$ che la corrente di statore può assumere viene anche definito come limite in corrente, mentre il limite imposto dalla tensione massima disponibile V_0 verrà spesso indicato come limite in tensione.

4.4.3 Definizione della frequenza fondamentale nel controllo ad orientamento di campo

Il sistema di riferimento ruota, rispetto al sistema statorico, con una frequenza ω_e definita frequenza fondamentale del controllo ad orientamento di campo; definendo \mathcal{G}_e l'angolo sotteso dal versore del flusso di rotore riferito al sistema statorico, è possibile esprimere la frequenza fondamentale come:

$$\omega_e(t) = \frac{d\mathcal{G}_e(t)}{dt}$$

o, in forma discretizzata adatta all'utilizzo in un sistema di controllo di tipo digitale, come:

$$\omega_{e_k} = \frac{\mathcal{G}_{e_k} - \mathcal{G}_{e_{k-1}}}{Tc}$$

Si vuol far presente che è buona prassi sottoporre ad un filtro passa-basso il risultato direttamente ottenuto tramite l'espressione "digitale" della frequenza fondamentale onde ridurre il rumore di misura e quello derivante dal processo di campionamento e di discretizzazione:

$$\omega_{e_k} = \frac{Tc}{Tc + \tau} \cdot \frac{\mathcal{G}_{e_k} - \mathcal{G}_{e_{k-1}}}{Tc} + \frac{\tau}{Tc + \tau} \cdot \omega_{e_{k-1}}$$

E' consigliabile adottare, per la costante di tempo τ del filtro passa-basso, un valore che, compatibilmente con le esigenze di ridurre il rumore che affligge la frequenza fondamentale, sia il più basso possibile; prove sperimentali hanno evidenziato che il processo di controllo realizzato necessita, per tale costante di tempo, un valore di qualche millisecondo.

4.4.4 Definizione delle forze elettromotrici nel controllo ad orientamento di campo

Si riportano ora le equazioni di maglia degli avvolgimenti di statore riferite al sistema del flusso di rotore:

$$\begin{cases} v_{sd}^e(t) = r_s \cdot i_{sd}^e(t) + \frac{d\varphi_{sd}^e(t)}{dt} - \omega_e(t) \cdot \varphi_{sq}^e(t) \\ v_{sq}^e(t) = r_s \cdot i_{sq}^e(t) + \frac{d\varphi_{sq}^e(t)}{dt} + \omega_e(t) \cdot \varphi_{sd}^e(t) \end{cases}$$

I termini dipendenti dalla frequenza fondamentale quantificano quella quota di potenza elettrica che viene trasformata in potenza meccanica e vengono comunemente definiti forze elettromotrici:

$$\begin{cases} fem_d(t) = - \omega_e(t) \cdot \varphi_{sq}^e(t) \\ fem_q(t) = + \omega_e(t) \cdot \varphi_{sd}^e(t) \end{cases}$$

Si può notare quindi che le tensioni di statore necessarie al "sostentamento" delle correnti di statore possono essere profondamente influenzate dal valore delle forze elettromotrici in quanto, per valori di $\omega_e(t)$ sufficientemente elevati, rappresentano la quota preponderante della tensione totale. Si

osserva inoltre che, all'aumentare della frequenza fondamentale, l'unica soluzione per contenere l'ampiezza delle forze elettromotrici è quella che comporta una riduzione dei flussi di statore.

4.4.5 Regolazione della coppia nel controllo ad orientamento di campo

La regolazione della coppia è effettuata imponendo l'opportuno valore per il riferimento di corrente di asse-q in accordo con l'espressione generale ricavata dalla teoria del modello:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rd}^e + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$$

che, utilizzando l'equivalenza:

$$\varphi_r = |\varphi_r^p| = \varphi_{rd}^e$$

può essere riportata nella forma analoga:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_r + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd}^e \right) \cdot i_{sq}^e$$

In conseguenza, il riferimento di corrente di asse-q sarà calcolato secondo la relazione seguente:

$$i_{sqk}^{e*} = \frac{T_k^*}{K_{T_k}}$$

dove:

$$K_{T_k} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rk} + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sdk}^{e*} \right)$$

Da notare che nell'espressione della costante di coppia K_{T_k} si è preferito utilizzare il riferimento di corrente di asse-d i_{sdk}^{e*} al posto della corrispondente misura, ottenuta dalla traslazione nel sistema di controllo della corrente di statore misurata-predetta $i_{sk}^{s\wedge}$ proveniente dal modello. Questo accorgimento ha lo scopo di evitare che l'inevitabile rumore di misura si rifletta nel controllo della coppia, beneficio che si paga con un'inesatta valutazione della costante di coppia che, non essendo riferita alla corrente misurata (e quindi realmente circolante nel rispettivo avvolgimento), non rispecchia fedelmente l'effettivo stato della macchina. Si può comunque pensare che, qualora vi sia un buon inseguimento dei riferimenti di corrente, è possibile ritenere che le correnti misurate non si discostino molto dai rispettivi valori di riferimento.

4.4.6 Gestione dello stato di magnetizzazione nel controllo ad orientamento di campo

Le gestione dello stato di magnetizzazione della macchina è effettuata mediante un'opportuna regolazione della componente di asse-d della corrente di statore, in particolare è possibile verificare che, in condizioni statiche, il flusso di statore di asse-d ed il flusso di rotore sono legati a tale corrente dalle relazioni seguenti, evidenziate nelle forme specifiche per le tipologie di macchine prese in considerazione:

IM	$\varphi_{sd}^e = L_s \cdot i_{sd}^e$	$\varphi_r = L_m \cdot i_{sd}^e$
SRM	$\varphi_{sd}^e = L_{sd} \cdot i_{sd}^e$	$\varphi_r = L_{md} \cdot i_{sd}^e$
PMSM, IPM	$\varphi_{sd}^e = L_{sd} \cdot i_{sd}^e + \varphi_{esd}^r$	$\varphi_r = L_{md} \cdot i_{sd}^e + \frac{L_{sd}}{L_{md}} \cdot \varphi_{esd}^r$

L'algoritmo per la gestione dello stato di magnetizzazione della macchina osserverà quindi i seguenti principi:

il discriminante per regolare lo stato di magnetizzazione della macchina (deflussaggio) è la differenza fra la tensione limite V_0 ed il modulo della tensione di statore $v_s = |v_s^*| = |v_s^e| = \sqrt{v_{sd}^{e*2} + v_{sq}^{e*2}}$ richiesta dai regolatori di tensione preposti alla gestione delle tensioni di macchina

fino a quando il limite di tensione V_0 è sufficiente a permettere il bilanciamento delle forze elettromotrici verrà utilizzato un prefissato valore I_{mag} per il riferimento della corrente di asse-d. Tale valore può essere definito in funzione di diversi possibili obbiettivi quali, ad esempio, la massimizzazione della coppia erogata, della potenza o del rendimento. In questo modo viene stabilita la prestazione della coppia a “bassa velocità”, dove, con l'espressione “bassa velocità”, si intende appunto quella fase di funzionamento in cui non è necessario diminuire l'entità dei flussi di macchina per contenere l'entità delle forze elettromotrici.

Fissando il valore di i_{sd}^e si stabilisce il valore del flusso di rotore e quindi, di conseguenza, quello della costante di coppia dalla quale dipende la “prestazione” di coppia della macchina.

In questa fase, il rispetto del limite sulla corrente massima di statore è assolto calcolando quella componente della corrente di asse-q che, sommata vettorialmente a quella di asse-d, restituisce detto valor massimo, ossia:

$$I_{sq_{maxk}} = I_{sq_{max\ modk}} = \sqrt{I_{s_{maxk}}^2 - i_{sd}^{e*2}} = \sqrt{I_{s_{maxk}}^2 - I_{mag}^2}$$

Nel momento in cui, a causa di un valore eccessivo della frequenza ω_e del sistema del controllo, non sia possibile compensare adeguatamente le forze elettromotrici, comincia la cosiddetta fase di deflussaggio, ossia una riduzione dei flussi di macchina ottenuta diminuendo progressivamente il valore della corrente di statore di asse-d.

In alcune tipologie di macchine (IM, SRM) il deflussaggio comporta una diminuzione del valore assoluto della componente di asse-d della corrente di statore, diminuzione che si riflette direttamente sull'entità dei flussi. In questo caso, il limite fino a cui sarà possibile modificarla è zero, che corrisponde alla situazione teorica di un deflussaggio infinitamente profondo.

In quelle macchine (PMSM, IPM) in cui una parte del flusso concatenato con lo statore è prodotta dai magneti, il deflussaggio è assolto mediante una compensazione del loro effetto. In tal caso la diminuzione della corrente di asse-d non è intesa come riduzione del valore assoluto, ma piuttosto come una richiesta di un riferimento di corrente di asse-d di valore negativo il cui valore assoluto aumenti con il progredire della fase di deflussaggio. Il limite sulla corrente di statore rappresenta anche la capacità massima di deflussare la macchina. Infatti, se il flusso prodotto dai magneti φ_{esd}^r non è inferiore od uguale rispetto al prodotto $L_{sd} \cdot I_{s_{max}}$ non sarà possibile ottenerne una completa compensazione con il conseguente annullamento della componente di asse-d del flusso di statore, necessario ad un deflussaggio infinitamente profondo:

$$-L_{sd} \cdot I_{s_{max}} + \varphi_{esd}^r > 0 \Rightarrow \varphi_{sd_{\omega_e \rightarrow \infty}}^e \neq 0$$

L'intervallo di regolazione $U_{I_{sd_k}} = [I_{sd_{min_k}}, I_{sd_{max_k}}]$ per la corrente di statore di asse-d è dunque definito a seconda della tipologia di macchina elettrica:

IM, SRM	$i_{sd_k}^e \in [0, I_{mag}]$	$U_{I_{sd_k}} = [0, I_{mag}]$
PMSM, IPM	$i_{sd_k}^e \in [-I_{s_{max_k}}, I_{mag}]$	$U_{I_{sd_k}} = [-I_{s_{max_k}}, I_{mag}]$

Gestire lo stato di magnetizzazione con la sola corrente di asse-d può non essere sufficiente qualora la “profondità” di deflussaggio sia particolarmente elevata. Questo limite è dovuto al fatto che anche la componente di asse-q della corrente di statore i_{sq}^e genera la corrispondente componente di flusso di statore φ_{sq}^e che, nel caso di macchine convenzionali, è definita secondo la seguente relazione:

$$\varphi_{sq}^e = \sigma L_{sq} \cdot i_{sq}^e \quad (\text{Si ricordi che, per macchine isotrope si pone } \sigma L_{sq} = \sigma L_s, \text{ mentre per le macchine sincrone convenzionali vale } \sigma L_{sq} = L_{sq})$$

Per dare una spiegazione intuitiva di questo fenomeno si parte da una espressione approssimata del modulo massimo del flusso di statore, riportata in funzione della frequenza ω_e del sistema del flusso di rotore:

$$\varphi_{s_{max}} \approx \frac{V_0}{\omega_e}$$

Confrontando quest'ultima relazione con l'espressione del flusso totale di statore in funzione delle suoi componenti nel sistema del flusso di rotore:

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{sd}^e{}^2 + \varphi_{sq}^e{}^2}$$

si può capire che, anche nell'ipotesi di annullare totalmente il flusso φ_{sd}^e tramite la corrente i_{sd}^e , per frequenze ω_e sufficientemente elevate la porzione di flusso generata dalla componente di asse-q della corrente di statore possa superare il limite in tensione:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = 0 \\ i_{sq}^e \neq 0 \end{cases} \Rightarrow \varphi_s = \varphi_{sq}^e \neq 0 \Rightarrow \varphi_{s_{\omega_e \rightarrow \infty}} > \varphi_{s_{\max}}$$

Appare quindi l'evidenza di gestire il valore massimo $I_{sq_{\max k}}$ della componente di asse-q della corrente statorica non solo in rispetto del limite in corrente, ma anche in funzione dello stato di magnetizzazione della macchina. A riguardo si anticipa che la soluzione adottata è quella che prevede di regolare tale limite in modo da massimizzare la coppia erogata in funzione dello stato di magnetizzazione (flussi di statore e di rotore).

Durante la fase di deflussaggio vi saranno dunque due limiti da rispettare per il valor massimo della corrente di asse-q di statore:

1. $I_{sq_{\max \text{ mod } k}}$: vincolo derivante dal limite in corrente
2. $I_{sq_{\max T k}}$: vincolo derivante dal limite in tensione

Il controllo sceglierà fra i due quello che presenta un'ampiezza minore, garantendo, in tal modo, l'imprescindibile vincolo in corrente. Verrà preferita la seconda soluzione qualora anch'essa, imponendo una minor corrente, rispetti implicitamente tale vincolo ma abbia comunque la capacità di offrire migliori prestazioni di coppia:

$$\begin{cases} I_{sq_{\max \text{ mod } k}} \leq I_{sq_{\max T k}} & \Rightarrow I_{sq_{\max k}} = I_{sq_{\max T k}} \\ I_{sq_{\max \text{ mod } k}} > I_{sq_{\max T k}} & \Rightarrow I_{sq_{\max k}} = I_{sq_{\max T k}} \end{cases}$$

Quella fase di funzionamento nella quale viene massimizzata la coppia comporta una corrente di statore inferiore rispetto al valor massimo prescritto dall'applicazione e viene comunemente definita come secondo deflussaggio.

La fase di deflussaggio influenzerà anche le prestazioni in coppia anche per i seguenti motivi:

- la diminuzione della corrente di asse-d comporta un calo della costante di coppia e di conseguenza, a parità di riferimento di asse-q, la macchina potrà erogare una coppia inferiore rispetto al caso a bassa velocità
- la diminuzione della corrente di asse-d permette di aumentare il riferimento di asse-q che porta la corrente di statore totale al valor massimo. Questa evenienza, che compensa almeno in parte il calo della costante di coppia, è vera solo per quelle

tipologie di macchine (IM, SRM) in cui il deflussaggio si espliciti mediante una diminuzione del valore assoluto della corrente di asse-d. In quelle macchine (PMSM, IPM) in cui il deflussaggio richieda un aumento del valore assoluto della componente di asse-d, il rispetto del limite sulla corrente di statore comporta una diminuzione del valor massimo che la componente di asse-q può assumere e quindi un probabile, repentino, calo delle prestazioni di coppia.

4.4.7 Calcolo della coppia massima nel controllo ad orientamento di campo

La parte del controllo preposta alla gestione dello stato di magnetizzazione della macchina, oltre a generare un corretto valore per il riferimento di corrente di asse-d, deve calcolare anche il valor massimo $I_{sq_{max_k}}$ che la componente di asse-q potrà assumere, da tale limite verrà poi estrapolato il valor massimo per la coppia di riferimento tramite la relazione seguente:

$$T_{max_k} = K_{T_k} \cdot I_{sq_{max_k}}$$

4.4.8 Regolatore del riferimento di corrente di asse-d

La generazione del riferimento di corrente di asse-d è l'uscita di un regolatore proporzionale-integrale, saturato nell'intervallo $U_{I_{sd_k}}$, il cui "errore" in ingresso è definito da:

$$v_{err_k} = V_{0_{k-1}} - v_{s_{k-1}}$$

e quindi:

$$i_{sd_k}^* = PI_{reg}(v_{err_k})$$

Si osservi come la tensione $V_{0_{k-1}}$ sia riferita al ciclo precedente in ragione di quanto affermato durante la discussione della struttura generale del processo di controllo.

La tensione $v_{s_{k-1}}$ è il modulo della tensione statorica di riferimento richiesta dal controllo. Essendo questa tensione l'esito di un processo da eseguire a posteriori rispetto al calcolo dei riferimenti (in quanto tale processo necessita dei riferimenti di corrente), non è possibile utilizzare il valore riferito all'attuale ciclo di controllo e sarà quindi necessario adottare l'esito del precedente ciclo. Questo "ritardo" non costituisce un problema in quanto l'utilizzo effettivo dei riferimenti di tensione, calcolati nel generico ciclo k-esimo, avviene nel successivo ciclo di controllo e quindi il modulo di tensione $v_{s_{k-1}}$ corrisponde realmente alla tensione impressa alla macchina elettrica durante il ciclo k-esimo (a riguardo si ricordi la discussione concernente la risoluzione numerica del modello oppure lo schema di principio del processo di controllo).

La grandezza v_{err_k} è definita "esubero di tensione" e diviene negativa qualora vi sia una eccessiva richiesta di tensione da parte dei regolatori preposti allo scopo, in tal modo, l'uscita del regolatore della corrente di asse-d tenderà a diminuire in accordo con la strategia di deflussaggio poc'anzi introdotta.

4.4.9 Calcolo dei riferimenti di tensione nel sistema del flusso di rotore

Il calcolo dei riferimenti di tensione è il frutto di due distinti processi, che possono essere chiariti andando a riprendere in considerazione le equazioni di maglia degli avvolgimenti di statore:

$$\begin{cases} v_{sd}^e(t) = r_s \cdot i_{sd}^e(t) + \frac{d\varphi_{sd}^e(t)}{dt} - \omega_e(t) \cdot \varphi_{sq}^e(t) \\ v_{sq}^e(t) = r_s \cdot i_{sq}^e(t) + \frac{d\varphi_{sq}^e(t)}{dt} + \omega_e(t) \cdot \varphi_{sd}^e(t) \end{cases}$$

che possono essere espresse in una notazione alternativa in cui si fa uso della definizione delle forze elettromotrici:

$$\begin{cases} v_{sd}^e(t) = r_s \cdot i_{sd}^e(t) + \frac{d\varphi_{sd}^e(t)}{dt} + fem_d(t) \\ v_{sq}^e(t) = r_s \cdot i_{sq}^e(t) + \frac{d\varphi_{sq}^e(t)}{dt} + fem_q(t) \end{cases}$$

La soluzione adottata è stata quindi quella di calcolare le tensioni di statore come la somma di due contributi per ognuno dei due assi:

1. $\begin{bmatrix} v_{reg_d}(t) \\ v_{reg_q}(t) \end{bmatrix}$: sono le uscite di due regolatori proporzionali integrali i cui ingressi sono gli errori di correnti calcolati come differenza fra i riferimenti di corrente e le rispettive misure:

$$\begin{cases} i_{err_d}(t) = i_{sd}^{e*}(t) - i_{sd}^e(t) \\ i_{err_q}(t) = i_{sq}^{e*}(t) - i_{sq}^e(t) \end{cases}$$

Lo scopo di tali regolatori è quello di compensare quella parte delle tensioni di statore derivante dalle cadute di tensione sulle resistenze ed alle variazioni di flusso:

$$\begin{cases} v_{reg_d}(t) \Rightarrow r_s \cdot i_{sd}^e(t) + \frac{d\varphi_{sd}^e(t)}{dt} \\ v_{reg_q}(t) \Rightarrow r_s \cdot i_{sq}^e(t) + \frac{d\varphi_{sq}^e(t)}{dt} \end{cases}$$

2. $\begin{bmatrix} v_{fem_d}(t) \\ v_{fem_q}(t) \end{bmatrix}$: il loro scopo è quello di compensare le forze elettromotrici al fine di ottenere quello che comunemente è definito come disaccoppiamento degli assi, sarà quindi:

$$\begin{cases} v_{fem_d}(t) = fem_d(t) = - \omega_e(t) \cdot \varphi_{sq}^e(t) \\ v_{fem_q}(t) = fem_q(t) = + \omega_e(t) \cdot \varphi_{sd}^e(t) \end{cases}$$

In definitiva è possibile porre:

$$\begin{cases} v_{sd_k}^{e*} = v_{reg_{dk}} + v_{fem_{dk}} \\ v_{sq_k}^{e*} = v_{reg_{qk}} + v_{fem_{qk}} \end{cases}$$

dove:

Errori di corrente	Contributo dei regolatori	Compensazione delle f.e.m.
$\begin{cases} i_{err_{dk}} = i_{sd_k}^{e*} - i_{sd_k}^e \\ i_{err_{qk}} = i_{sq_k}^{e*} - i_{sq_k}^e \end{cases}$	$\begin{cases} v_{reg_{dk}} = PI_{reg} \left(i_{err_{dk}} \right) \\ v_{reg_{qk}} = PI_{reg} \left(i_{err_{qk}} \right) \end{cases}$	$\begin{cases} v_{fem_{dk}} = - \omega_{e_k} \cdot \varphi_{sq_k}^e \\ v_{fem_{qk}} = + \omega_{e_k} \cdot \varphi_{sd_k}^e \end{cases}$

4.4.10 Calcolo dei riferimenti di tensione nel sistema statorico

Si definisca come $[T_{\vartheta_{e_k}}]$ la matrice di traslazione calcolata in funzione dell'angolo ϑ_{e_k} , ossia:

$$[T_{\vartheta_{e_k}}] = [T(\vartheta_{e_k})]$$

i riferimenti di tensione definiti nel sistema statorico (e quindi utili all'algoritmo SVM), sono calcolati come:

$$v_{s_k}^{s*} = [T_{\vartheta_{e_k}}]^{-1} \cdot v_{s_k}^{e*}$$

E' ora necessario introdurre un importante accorgimento, utile nel momento in cui la frequenza fondamentale ω_{e_k} si faccia particolarmente elevata. Il controllo macchina è strutturato nel sistema del flusso di rotore, nel momento in cui viene richiesto un certo riferimento di tensione $v_{s_k}^{e*}$ è implicito che esso sia valutato correttamente in tale sistema di riferimento. La modulazione SVM richiede, per sua natura, che i riferimenti di tensione siano espressi nel sistema statorico e quindi, nel momento in cui essi vengono definiti, l'inverter imporrà alla macchina elettrica una tensione "costante", ossia una tensione che, espressa nel sistema di riferimento statorico e trascurando le armoniche introdotte dal principio di modulazione, mantiene lo stesso valore per un intero ciclo di controllo. Nel momento in cui vi sia un moto relativo fra sistema del flusso di rotore e sistema statorico nasce una incongruenza dovuta al fatto che ad un generico riferimento di tensione $v_{s_k}^{e*}$ espresso nel sistema del flusso di rotore corrisponderebbe un riferimento che, riportato nel sistema statorico, ruoti nel tempo e che quindi non possa essere generato con una modulazione SVM. Per risolvere questo problema è necessario compensare questo moto relativo e la soluzione proposta è quella di anticipare il riferimento di tensione per il sistema statorico mediante una rotazione pari a metà dell'angolo sotteso dal sistema del flusso di rotore in un periodo di controllo.

Definendo:

$$\vartheta_{\omega_{e_k} comp_k} = \frac{1}{2} \cdot (\theta_{e_k} - \vartheta_{e_{k-1}})$$

e quindi:

$$\left[T_{\omega_c \text{comp}_k} \right] = \left[T(\mathcal{G}_{\omega_c \text{comp}_k}) \right]$$

il riferimento di tensione per il sistema statorico sarà in realtà calcolato con la seguente espressione:

$$v_{s_k}^* = \left[T_{\mathcal{G}_{e_k}} \right]^{-1} \cdot \left[T_{\omega_c \text{comp}_k} \right]^{-1} \cdot v_{s_k}^e$$

L'esito di questo accorgimento è quello di imporre alla macchina una tensione statorica che corrisponde alla media, valutata per un ciclo di controllo, del vettore “mobile” ottenuto dalla rotazione del riferimento di tensione che, pur essendo costante nel sistema di riferimento del flusso di rotore, ruota nel caso in cui esso venga riferito al sistema statorico.

4.5 DESCRIZIONE DELLE CARATTERISTICHE PRINCIPALI DEL CONTROLLO MACCHINA

Segue ora una descrizione dettagliata delle caratteristiche salienti del controllo ad orientamento di campo proposto, descrizione che verrà articolata in quattro punti:

1. gestione dello stato di magnetizzazione della macchina, ossia di quella parte del controllo macchine preposta ai seguenti scopi:
 - controllo dei flussi di macchina per assolvere al limite di corrente e tensione realizzato mediante una opportuna regolazione del riferimento $i_{sd_k}^*$ di corrente di asse-d
 - calcolo della corrente statorica di asse-q massima $I_{sq_{\max_k}}$ in relazione allo stato di magnetizzazione della macchina e nel rispetto dei limiti di corrente e tensione
2. calcolo della coppia massima T_{\max_k} che la macchina concede in relazione alle condizioni di funzionamento
3. calcolo della corrente di riferimento di asse-q $i_{sq_k}^*$ in funzione della coppia di riferimento T_k^* e delle condizioni di funzionamento
4. gestione delle tensioni di riferimento $v_{s_k}^{e*}$ ottenute dalle combinazioni dei risultati dei regolatori di tensione e delle compensazione delle forze elettromotrici

Si preferisce iniziare questa esposizione con l'ultimo dei punti illustrati, in quanto alla gestione delle tensioni di riferimento sono connesse importanti argomentazioni concernenti le prestazioni dinamiche e la “robustezza” del controllo macchina. Inoltre, è questa parte del controllo che, lavorando in sinergia con l'algoritmo SVM, calcola i limiti in tensione, ossia alcune delle grandezze che verranno “ereditate” dalle restanti parti del controllo nel ciclo successivo.

4.5.1 Gestione delle tensioni di riferimento nel controllo ad orientamento di campo

Alla generazione dei riferimenti di tensione sono correlati importanti aspetti del controllo macchina, ossia:

- qualità e dinamica nel controllo delle correnti di macchina
- stabilità e robustezza del controllo

in quanto, è dalla modalità di calcolo delle tensioni di riferimento che nascono alcune dei pregi e dei limiti di un controllo ad orientamento di campo; confrontando tale controllo con altre soluzioni, per esempio un controllo diretto di coppia, si nota che esso è composto da più “sezioni”. Una fase preliminare in cui avviene la generazione dei riferimenti di corrente, seguita da quella parte che, confrontando tali riferimenti con le correnti misurate, calcola i riferimenti di tensione da sottoporre ad un opportuno algoritmo SVM che restituirà infine le sequenze dei duty-cycle.

Questa schematizzazione offre in modo naturale le soluzioni ai diversi problemi che si sono proposti:

- gestione del valor massimo della corrente di statore
- calcolo della coppia massima della coppia di riferimento
- utilizzo di una modulazione di tipo SVM che consenta un tempo di esecuzione del processo di controllo sufficientemente ampio

Per contro, nascono altre problematiche da risolvere:

- come calcolare le tensioni di riferimento
- come limitare la richiesta di tensione nel caso in cui essa ecceda il limite consentito

In un controllo diretto di coppia il primo di questi quesiti è assolto direttamente dalla modalità con la quale viene controllata la macchina, inoltre, essendo la tipologia di controllo della tensione di tipo “tutto-niente”, alle grandezze di macchina viene sempre impressa la massima dinamica possibile ed inoltre non vi è il problema di gestire un eccesso di richiesta di tensione in quanto è il controllo stesso che si limita al valore massimo possibile.

Come anticipato in precedenza, nel controllo ad orientamento di campo è possibile calcolare le tensioni di riferimento come la somma di due distinti contributi, ossia la compensazione delle forze elettromotrici e l'uscita di due regolatori proporzionali-integrali i cui ingressi sono gli errori di corrente. La compensazione delle forze elettrodinamiche consente di elidere i rispettivi termini nelle equazioni di maglia e quindi di realizzare quello che è definito “disaccoppiamento” degli assi, il quale permette di adottare una schematizzazione semplificata degli avvolgimenti di statore una volta che essi siano riferiti al sistema del flusso di rotore. Ossia, ponendo:

$$\begin{cases} v_{sd}^*(t) = v_{reg_d}(t) + v_{fem_d}(t) \\ v_{sq}^*(t) = v_{reg_q}(t) + v_{fem_q}(t) \end{cases}$$

e

$$\begin{cases} v_{fem_d}(t) = - \omega_e(t) \cdot \varphi_{sq}^e(t) \\ v_{fem_q}(t) = + \omega_e(t) \cdot \varphi_{sd}^e(t) \end{cases}$$

si ottiene:

$$\begin{cases} v_{reg_d}(t) = r_s \cdot i_{sd}^e(t) + \frac{d\varphi_{sd}^e(t)}{dt} \\ v_{reg_q}(t) = r_s \cdot i_{sq}^e(t) + \frac{d\varphi_{sq}^e(t)}{dt} \end{cases}$$

E' quindi dimostrata la possibilità, nel caso in cui la stima delle forze elettromotrici sia sufficientemente precisa, di ottenere le due tensioni di riferimento tramite due regolatori proporzionali-integrali indipendenti.

4.5.2 Carichi equivalenti dei regolatori di tensione nel sistema del flusso rotorico

La teoria delle macchine elettriche permette di dimostrare che i "carichi" sui quali tali regolatori dovranno agire sono di tipo ohmico-induttivo e dei quali vengono ora riportate le funzioni di trasferimento nel dominio delle frequenze:

Circuito equivalente di asse-d	
Tipologia di macchina	F.d.T.
Macchine ad induzione	$FdT_{i_d} = \frac{1}{r_s} \cdot \frac{1}{\frac{\sigma L_{sd}}{r_s} \cdot \frac{L_{rd}}{r_r} \cdot s^2 + \left(\frac{\sigma L_{sd}}{r_s} + \frac{\sigma L_{rd}}{r_r} \right) \cdot s + 1}$
Macchine sincrone convenzionali	$FdT_{i_d} = \frac{1}{r_s} \cdot \frac{1}{\frac{L_{sd}}{r_s} \cdot s + 1}$
Circuito equivalente di asse-q	
Tipologia di macchina	F.d.T.
Macchine ad induzione (si ricordi che nelle macchine asincrone vale l'uguaglianza $\sigma L_s = \sigma L_{sq}$)	$FdT_{i_q} = \frac{1}{r_s} \cdot \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{r_s} \cdot s + 1}$
Macchine sincrone convenzionali (si ricordi che nelle macchine sincrone convenzionali vale l'uguaglianza $L_{sq} = \sigma L_{sq}$)	$FdT_{i_q} = \frac{1}{r_s} \cdot \frac{1}{\frac{L_{sq}}{r_s} \cdot s + 1}$

Per in circuito equivalente di asse-q è quindi possibile utilizzare un'unica rappresentazione espressa con una funzione di trasferimento data da:

$$FdT_{i_q} = \frac{1}{r_s} \cdot \frac{1}{\frac{\sigma L_{sq}}{r_s} \cdot s + 1}$$

Si osserva inoltre che, per le macchine asincrone, il circuito equivalente di asse-d è rappresentato da una funzione di trasferimento del secondo ordine la quale, con ottima approssimazione, può essere sostituita dalla relazione seguente, assimilandone in tal modo l'ordine a quello caratterizzante tutti gli altri casi:

$$FdT_{i_d} = \frac{1}{r_s} \cdot \frac{1}{\frac{\sigma L_{sd} + \frac{r_s}{r_r} \cdot \sigma L_{rd}}{r_s} \cdot s + 1}$$

ossia, il circuito equivalente di asse-d, in conseguenza della “reazione di rotore”, può essere sostituito in via approssimata con un carico ohmico-induttivo con una resistenza pari a r_s ed una induttanza pari a:

$$L_{sd} \approx \sigma L_{sd} + \frac{r_s}{r_r} \cdot \sigma L_{rd}$$

Il calcolo della tensione avviene quindi tramite due regolatori proporzionali-integrali indipendenti, “tarati” sulle rispettive rappresentazioni bifase equivalenti degli avvolgimenti di statore. Le proprietà del controllo nei confronti della risposta di coppia nascono da questa soluzione, infatti è l'iterazione fra regolatore e carico ohmico-induttivo equivalente del circuito di asse-q che determina la dinamica e la precisione della corrente di asse-q, alla quale è posta in relazione diretta la coppia generata dalla macchina.

4.5.3 Saturazione dinamica dei regolatori di tensione nel sistema del flusso rotorico

Vi è ora un ulteriore problema da affrontare; se il disaccoppiamento dei due assi permette una schematizzazione semplificata della macchina, resta da affrontare quella situazione in cui i meccanismi di regolazione della tensione richiedano una tensione che superi il valor massimo disponibile $V_{s_{max}}$. Questo aspetto è di fondamentale importanza nei riguardi della robustezza del controllo, ossia la capacità di mantenere il controllo della macchina anche durante quelle fasi in cui si richiederebbero delle risposte (tensioni di riferimento) che non possono essere date. Quest'evenienza è aggravata dal fatto che i regolatori sono di tipo proporzionale-integrale e quindi necessitano, per un funzionamento stabile e veloce, di limitare la propria domanda in funzione delle condizioni di funzionamento al fine di evitare che la parte “integrale” mantenga in “memoria” dei valori che effettivamente non possono essere richiesti. La soluzione proposta per affrontare quest'ultimo problema è quella di privilegiare la regolazione della tensione di asse-d che, dando

quindi la priorità alla gestione della relativa corrente, agevola il controllo dello stato di magnetizzazione della macchina.

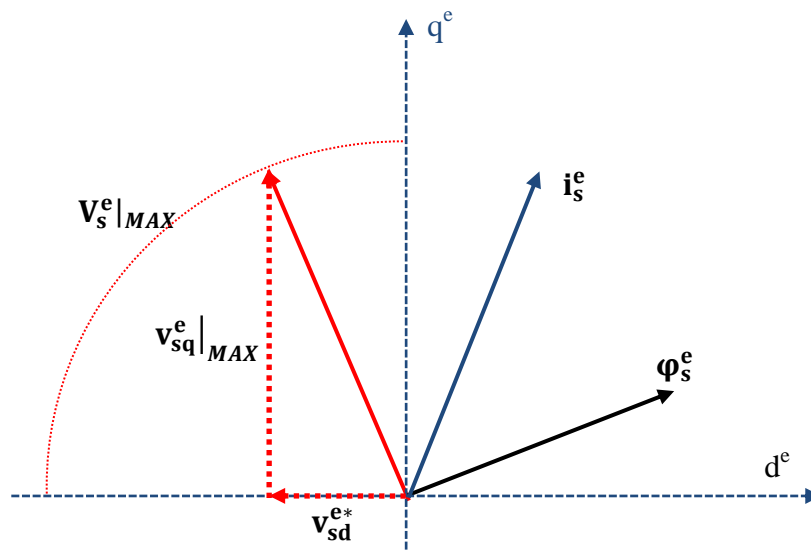


Fig. 4.8 Schematizzazione del principio priorità nella saturazione dei regolatori di tensione

Questa scelta è determinata dalla seguenti osservazioni:

- mantenere sotto controllo lo stato di magnetizzazione della macchina migliora la stabilità nel caso in cui la tensione richiesta si avvicini al limite massimo (deflussaggio)
- se si privilegiasse la regolazione della coppia (regolatore di tensione di asse-q) potrebbe venir meno una efficiente gestione del flusso di statore (o di rotore), che molto probabilmente si rifletterebbe sulle prestazioni in coppia, essendo quest'ultima dipendente anche dai flussi di macchina
- privilegiare la regolazione di tensione di asse-d significa limitare quella di asse-q, di conseguenza verrebbe spontaneamente ridotta la dinamica della corrente di asse-q andando a in tal modo ad evitare dei deflussaggi inopportuni. Come si è visto, la smagnetizzazione della macchina ha lo scopo di ridurre i flussi in modo da contenere l'effetto delle forze elettromotrici all'aumentare della frequenza fondamentale. Il discriminante per effettuare tale operazione è l'esubero di tensione ma, a priori, non è possibile stabilire se una eccessiva richiesta di tensione sia effettivamente dovuta ad un aumento della velocità oppure nasca da una maggiore richiesta di coppia, che spingerebbe il regolatore di tensione di asse-q ad incrementare prepotentemente la propria uscita.

La saturazione dinamica dei regolatori di tensione è effettuata secondo la modalità seguente:

- è necessario determinare il valor massimo e minimo per ognuno dei due regolatori, definendo in tal modo due intervalli di regolazione per ognuno dei due assi:

$$v_{sd}^{e*} \in U_{reg_d} = [v_{reg\ min_d}, v_{reg\ max_d}], \quad v_{sq}^{e*} \in U_{reg_q} = [v_{reg\ min_q}, v_{reg\ max_q}]$$

- privilegiare la regolazione di tensione di asse-d significa porre un limite per la tensione di asse-q che dipenda anche dalla richiesta di tensione relativa all'asse-d, ossia:

$$|v_{sq}^{e*}| \leq \sqrt{V_{s\ max}^2 - v_{sd}^{e*2}}$$

- essendo le tensioni di riferimento date dalla somma delle uscite dei regolatori e delle stime delle forze elettromotrici, è necessario epurare gli intervalli di regolazione di una quantità pari alla corrispondente forza elettromotrice. Dato un certo valore massimo v_{max} esigibile globalmente per una certo asse, l'intervallo di regolazione viene quindi determinato come:

$$U_{reg} = [-v_{max} - fem, +v_{max} - fem]$$

Essendo la tensione di riferimento v_s^{e*} richiesta per tale asse data da:

$$v_s^{e*} = v_{reg} + fem$$

e, dovendo essere:

$$v_{reg} \in U_{reg} = [-v_{max} - fem, +v_{max} - fem]$$

si otterrebbe

$$v_s^{e*} \in [-v_{max} - fem + fem, +v_{max} - fem + fem]$$

che è la verifica del fatto che il riferimento di tensione rispetta il valore massimo, ossia:

$$v_s^{e*} \in [-v_{max}, +v_{max}]$$

- il regolatore di asse-d viene saturato in modo da poter utilizzare tutta la tensione a disposizione, quindi:

$$v_{max} = V_{s\ max}$$

da cui:

$$v_{reg_d} \in U_{reg_d} = [-V_{s\ max} - fem_d, +V_{s\ max} - fem_d]$$

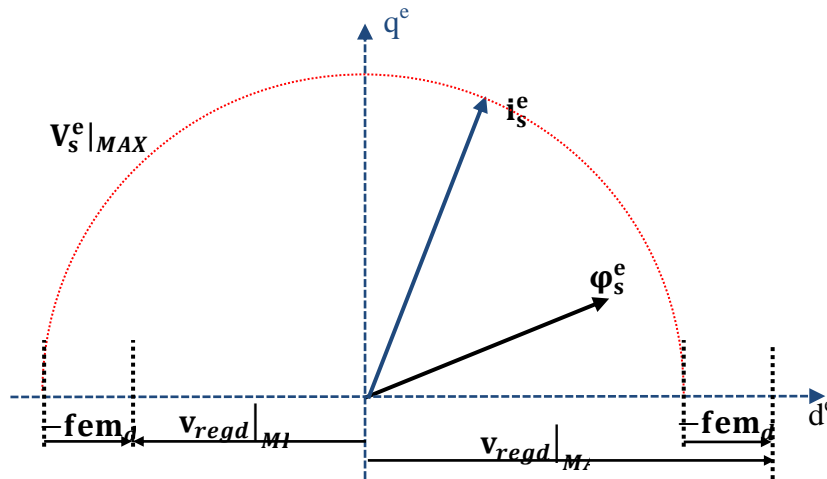


Fig. 4.9 Intervallo di saturazione del regolatore di tensione di asse-d

- il regolatore di asse-q viene saturato in funzione della richiesta di tensione per l'asse-d, e quindi:

$$v_{\max} = \sqrt{V_{s_{\max}}^2 - v_{sd}^{e*2}}$$

da cui:

$$v_{reg_q} \in U_{reg_q} = [-v_{\max} - fem_q, +v_{\max} - fem_q]$$

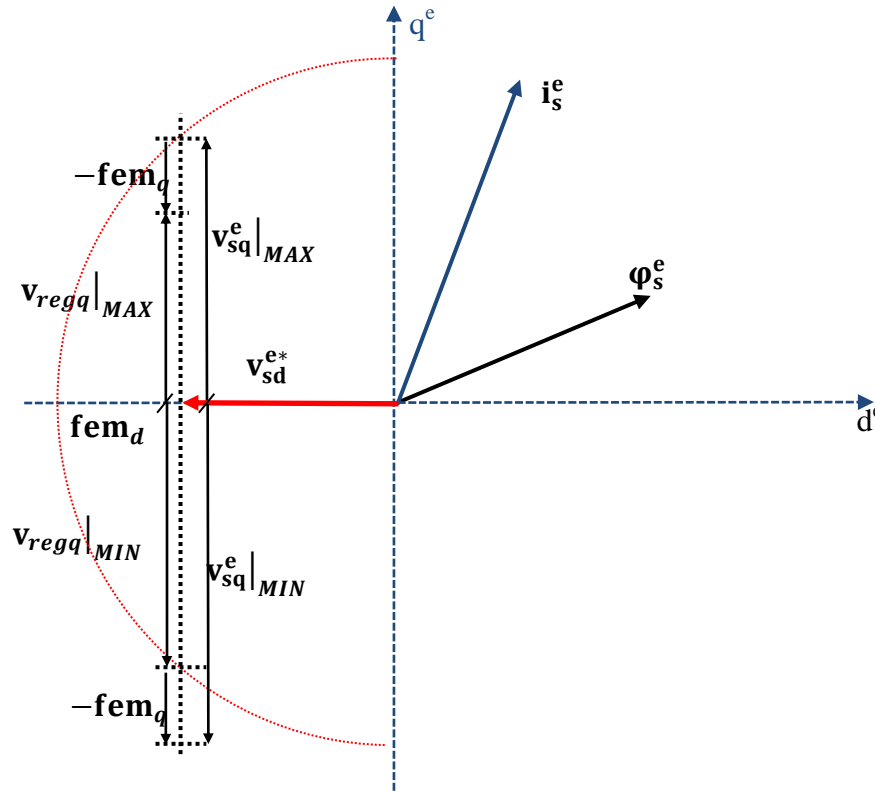


Fig. 4.10 Intervallo di saturazione del regolatore di tensione di asse-q

Si è visto che, per il calcolo del range di lavoro dell'uscita di un regolatore di tensione è necessario togliere, da un generico valor massimo v_{\max} della la tensione totale, la corrispondente quota dovuta alle forze elettrodinamiche, ossia:

$$v_{reg_{\max}/\min} = \pm v_{\max} - fem$$

Da un punto di vista teorico le forze elettromotrici non dovrebbero superare, in valore assoluto, la tensione massima totale esigibile per un asse e quindi dovrebbe essere vero che:

$$fem \leq |v_{\max}| \Rightarrow \begin{cases} v_{reg_{\max}} \geq 0 \\ v_{reg_{\min}} \leq 0 \end{cases}$$

Nel caso in cui la stima delle forze elettrodinamiche non sia sufficientemente accurata oppure in conseguenza di transitori in condizioni estreme (ossia in situazioni per la quali, a causa dell'elevata frequenza fondamentale oppure in conseguenza di una "scarsità" di tensione disponibile, viene

meno un adeguato controllo dello stato di magnetizzazione) può essere violata la condizione teorica, ossia:

$$v_{reg\max} < 0 \quad e/o \quad v_{reg\min} > 0$$

Al fine di garantire una maggiore robustezza del controllo si suggerisce quindi di vincolare “artificialmente” gli estremi di regolazione a verificando i limiti teorici, ossia, una volta calcolato l’intervallo di lavoro di un generico regolatore di tensione:

$$v_{reg\max/\min} = \pm v_{\max} - fem$$

è opportuno verificare che tale intervallo rispetti le seguenti condizioni:

$$\begin{cases} v_{reg\max} \geq 0 \\ v_{reg\min} \leq 0 \end{cases}$$

Prove sperimentali ed in simulazione hanno dimostrato che questa modalità di saturare i regolatori di tensione aumenta la robustezza del controllo macchina, il quale è quindi in grado di garantire un corretto ed efficace mantenimento delle correnti misurate ai rispettivi valori di riferimento anche in condizioni difficili. A riguardo si sottolinea comunque il fatto che la risposta del controllo macchina a variazioni dello stato di funzionamento (velocità, tensione di alimentazione, ...) o del riferimento di coppia dipende dall’intera catena di regolazione (regolatori di tensione e di corrente di asse-d), di conseguenza è necessario, per portare le prestazioni di controllo alla massima efficienza e dinamica, “tarare” i parametri dei regolatori in modo molto accurato mediante l’utilizzo di programmi di simulazione o prove sperimentali.

4.5.4 Algoritmo per la regolazione della tensione nel controllo ad orientamento di campo

La regolazione della tensione è quindi riassunta dal seguente algoritmo:

1	$\begin{cases} v_{fem_{dk}} = - \omega_{e_k} \cdot \varphi_{sq_k}^e \\ v_{fem_{qk}} = + \omega_{e_k} \cdot \varphi_{sd_k}^e \end{cases}$	Calcolo delle forze elettro motrici per il disaccoppiamento dei due assi
2	$\begin{cases} i_{err_{dk}} = i_{sd_k}^{e*} - i_{sd_k}^e \\ i_{err_{qk}} = i_{sq_k}^{e*} - i_{sq_k}^e \end{cases}$	Calcolo degli errori di corrente
3	$\begin{cases} v_{reg_{dk}} = PI_{reg} \left(i_{err_{dk}} \right) \\ v_{reg_{qk}} = PI_{reg} \left(i_{err_{qk}} \right) \end{cases}$	Calcolo delle uscite dei regolatori
4	$\begin{cases} v_{sd_k}^{e*} = v_{reg_{dk}} + v_{fem_{dk}} \\ v_{sq_k}^{e*} = v_{reg_{qk}} + v_{fem_{qk}} \end{cases}$	Calcolo delle tensioni di riferimento nel sistema del flusso di rotore
5	$v_{s_k}^{s*} = [T_{g_{ek}}]^{-1} \cdot [T_{\omega_{e_{comp_k}}}]^{-1} \cdot v_{s_k}^{e*}$	Calcolo delle tensioni di riferimento nel sistema statorico

6	$v_{s_k} = \sqrt{v_{sd_k}^{e*2} + v_{sq_k}^{e*2}}$	Calcolo della tensione totale di statore richiesta, essa verrà utilizzata nel calcolo dell'esubero di tensione durante la gestione dello stato di magnetizzazione della macchina. Si nota come essa sia valutata prima di eseguire la saturazione dei regolatori, in tal modo viene favorita la dinamica di deflussaggio in quanto l'esubero di tensione considera la totale richiesta dei regolatori e non quella che viene eventualmente limitata dalla saturazione degli stessi
7	SVM	Implementazione dell'algoritmo SVM che genera i duty-cycle e le tensioni massime
8	$U_{reg_d} = [v_{reg\ min_d}, v_{reg\ max_d}] = [-V_{s_{max_k}} - v_{fem_{dk}}, +V_{s_{max_k}} - v_{fem_{dk}}]$	Calcolo dell'intervallo di regolazione per l'asse-d
9	$\begin{cases} v_{reg\ max_d} \geq 0 \\ v_{reg\ min_d} \leq 0 \end{cases}$	Verifica dei limiti teorici per l'intervallo di regolazione dell'asse-d
10	$v_{reg_{dk}} \in U_{reg_d}$	Saturazione del regolatore di tensione di asse-d
11	$v_{sd_k}^{e*} = v_{reg_{dk}} + v_{fem_{dk}}$	Ricalcolo della richiesta di tensione per l'asse-d
12	$v_{max} = \sqrt{V_{s_{max_k}}^2 - v_{sd_k}^{e*2}}$ \Downarrow $U_{reg_q} = [v_{reg\ min_q}, v_{reg\ max_q}] = [-v_{max} - v_{fem_{qk}}, +v_{max} - v_{fem_{qk}}]$	Calcolo dell'intervallo di regolazione per l'asse-q
13	$\begin{cases} v_{reg\ max_q} \geq 0 \\ v_{reg\ min_q} \leq 0 \end{cases}$	Verifica dei limiti teorici per l'intervallo di regolazione dell'asse-q
12	$v_{reg_{qk}} \in U_{reg_q}$	Saturazione del regolatore di tensione di asse-q
13	$v_{sq_k}^{e*} = v_{reg_{qk}} + v_{fem_{qk}}$	Ricalcolo della richiesta di tensione per l'asse-q

Nei confronti dell'algoritmo proposto per il calcolo delle tensioni si può osservare che si è introdotta una leggera modifica dello schema di principio del processo di controllo, ossia si è "intercalato" l'algoritmo **SVM** nel controllo macchina. Questa soluzione permette una saturazione dinamica delle uscite dei regolatori più coerente con la tensione massima disponibile $V_{s_{max_k}}$ in quanto tutte le grandezze fanno riferimento allo stesso ciclo di controllo.

Volendo rispettare lo schema generale del processo di controllo sarebbe sufficiente eseguire i punti [8÷13] come operazioni preliminari all'algoritmo di generazione delle tensioni nei quali vengano utilizzate le grandezze relative al ciclo di controllo precedente; in ogni caso si è preferito esporre tale algoritmo secondo la forma proposta al fine di ottenerne una maggiore chiarezza.

Si può notare che le tensioni di riferimento $v_{s_k}^{e*}$ vengono ricalcolate (punti **11** e **13**), a priori queste operazioni possono apparire inutili ma si osserva che:

- la tensione $v_{sd_k}^{e*}$ relativa all'asse-d viene ricalcolata in quanto è necessario conoscerne il valore per ottenere l'intervallo di saturazione relativo all'asse-q; inoltre il riferimento di tensione di asse-d che è stato effettivamente utilizzato servirà nella limitazione della dinamica della coppia massima ed in quella di riferimento, ossia in quelle parti del controllo che verranno presentate nelle prossime pagine
- la tensione $v_{sq_k}^{e*}$ relativa all'asse-q viene ricalcolata in quanto anch'essa verrà utilizzata nella limitazione della dinamica della coppia massima ed in quella di riferimento

4.5.5 Tuning dei coefficienti dei regolatori di tensione

La risposta dei regolatori dipende da come viene eseguita la “taratura” dei rispettivi parametri K_p e K_i ; prendendo in esame la funzione di trasferimento di un regolatore proporzionale-integrale:

$$FdT_{reg} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} = K_p \cdot \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} = K_p \cdot \frac{s + z_{reg}}{s}$$

si nota come essa introduca uno zero, pari a $z_{reg} = \frac{K_i}{K_p}$, dalla cui posizione nel luogo delle radici

può dipendere la risposta in catena chiusa della regolazione della corrente. Sia $p_{load} = \frac{r}{L}$ il polo del carico ohmico-induttivo che rappresenta il circuito equivalente da “regolare”; lo studio della funzione di trasferimento Fdt_{load} del sistema definito da regolatore e carico permette di stabilirne il comportamento.

La figura che segue schematizza l'anello di controllo di una delle correnti di macchina:

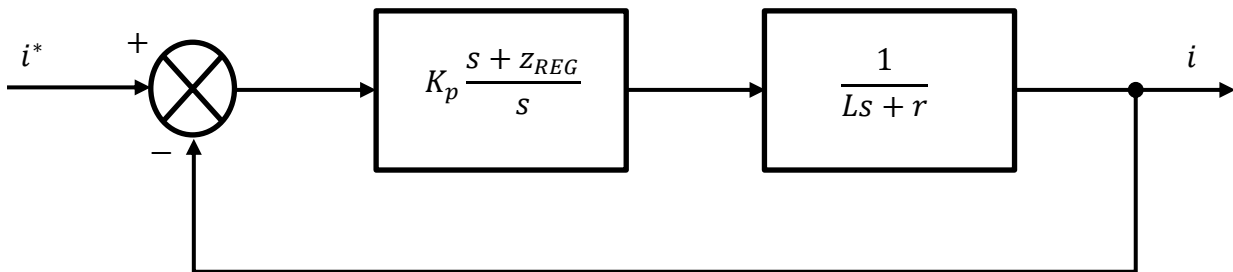


Fig. 4.11 Esempificazione del sistema di controllo delle correnti di macchina

In particolare, si può verificare che esso dipenderà dalla posizione relativa fra il polo del carico e lo zero del regolatore e dal guadagno K_p del regolatore, è quindi possibile trarre le seguenti conclusioni:

- se lo zero del regolatore ha un valore inferiore rispetto al polo del carico ($z_{reg} \leq p_{load}$) la risposta del sistema in catena chiusa non presenta oscillazioni in quanto la funzione di trasferimento assume una forma del tipo:

$$Fdt_{load} = \frac{K \cdot \left(\frac{K_p}{K_i} \cdot s + 1 \right)}{(s + p_1) \cdot (s + p_s)}$$

in cui sicuramente non vi sono poli a parte immaginaria diversa da zero e dove:

$$\begin{cases} p_1 \leq p_{load} \\ p_2 \geq p_{load} \end{cases} \Rightarrow p_2 \geq p_1$$

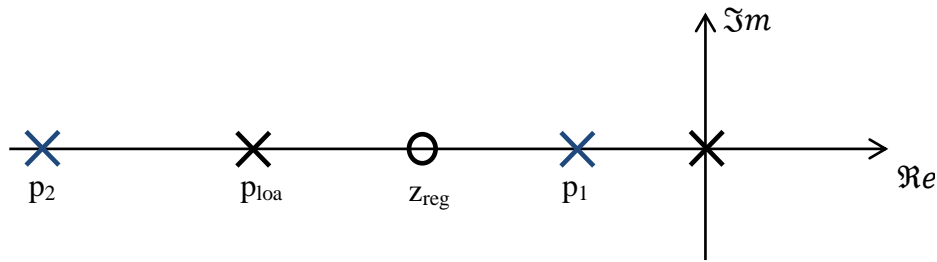


Fig. 4.12 Luogo delle radici nel caso in cui lo zero del regolatore è inferiore al polo del carico

La funzione di trasferimento può essere riportata nella forma seguente:

$$Fdt_{load} = \frac{A}{(\tau_1 \cdot s + 1)} + \frac{B}{(\tau_2 \cdot s + 1)}$$

dove:

$$\begin{cases} \tau_1 = \frac{1}{p_1} \\ \tau_2 = \frac{1}{p_2} \end{cases}$$

e per la quale è possibile dimostrare che:

$$\begin{cases} A, B \in [0, 1] \\ A + B = 1 \end{cases}$$

Ne consegue che la dinamica della risposta è limitata dal termine influenzato dal polo “lento” p_1 , ossia da:

$$Fdt_{p_1} = \frac{A}{(\tau_1 \cdot s + 1)}$$

E' possibile verificare che il guadagno del regolatore agisce sul “bilanciamento” dei termini “A” e “B”, nel senso che, all’aumentare di tale guadagno, il coefficiente “B” diviene sempre più grande rispetto al coefficiente “A”, ossia:

$$K_p \rightarrow \infty \Rightarrow \begin{cases} A \rightarrow 0 \\ B \rightarrow 1 \end{cases}$$

Inoltre, sempre all’aumentare del guadagno del regolatore, il polo “veloce” p_2 tende ad assumere valori sempre più elevati, incrementando di conseguenza la dinamica della corrispondente quota nella funzione di trasferimento:

$$Fdt_{p_2} = \frac{B}{(\tau_2 \cdot s + 1)}$$

Ne consegue che, per migliorare le prestazioni dinamiche di controllo, è necessario agire sul guadagno del regolatore utilizzando dei valori che, compatibilmente con il “rumore” di misura, siano i più alti possibile. In ogni caso, tale soluzione è consigliabile in quelle macchine nelle quali le costanti di tempo delle rappresentazioni equivalenti dell’avvolgimento di statore siano sufficientemente basse e quindi non sia necessario “forzare” la dinamica del sistema.

- se lo zero del regolatore è maggiore del polo del carico ($z_{reg} > p_{load}$) si sta cercando di “forzare” la dinamica, ossia di far assumere al sistema in catena chiusa una dinamica di risposta che tenda a superare quella propria del carico da regolare. In tal caso è necessario vincolare il guadagno del regolatore ad assumere dei valori opportuni, in modo da evitare che la funzione di trasferimento in catena chiusa presenti dei poli con parte immaginaria diversa da zero, ossia assicurarsi che l’equazione seguente abbia due radici reali:

$$L \cdot s^2 + (K_p + r) \cdot s + K_i = 0$$

In ogni caso la funzione di trasferimento del sistema in catena chiusa assumerebbe la forma seguente, simile al caso precedente:

$$Fdt_{load} = \frac{K \cdot \left(\frac{K_p}{K_i} \cdot s + 1 \right)}{(s + p_1) \cdot (s + p_s)} = \frac{A}{(\tau_1 \cdot s + 1)} + \frac{B}{(\tau_2 \cdot s + 1)}$$

La presenza di due poli a parte immaginaria nulla serve a scongiurare una risposta in catena chiusa di tipo oscillante, inoltre il “superamento” della dinamica del carico da controllare è assicurata dal fatto che $p_2 \geq p_1 \geq p_{load}$.

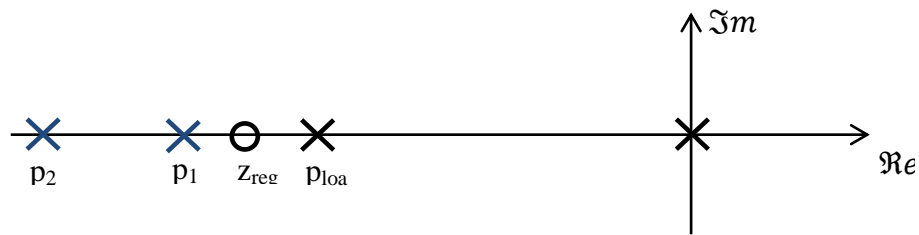


Fig. 4.13 Luogo delle radici nel caso in cui lo zero del regolatore è superiore al polo del carico

In tal caso però, è possibile verificare l'esistenza dei limiti seguenti:

$$\begin{cases} A \leq 0 \\ B \geq 1 \\ A + B = 1 \end{cases}$$

che danno origine ad una sorta di sovra-elongazione nella risposta in seguito ad un gradino del riferimento in ingresso.

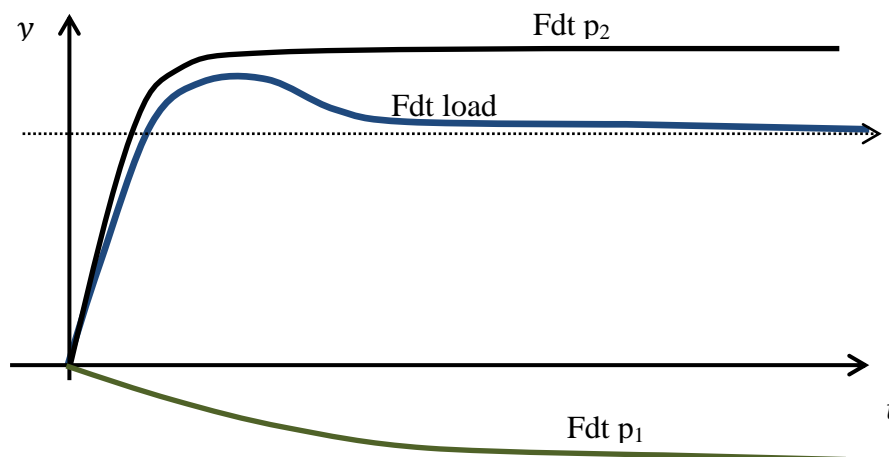


Fig. 4.14 Sovra-elongazione nel caso in cui si forzi la dinamica del sistema

Essendo preferibile evitare questo tipo di comportamento è necessario adottare un accorgimento per correggerlo.

La soluzione adottata è quella di pre-filtrare il riferimento di corrente mediante un filtro passa-basso con una costante di tempo τ pari all'inverso dello zero del regolatore $z_{reg} = \frac{K_i}{K_p}$, in questo modo la funzione di trasferimento totale diviene:

$$Fdt_{load} = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \cdot \frac{K \cdot \left(\frac{K_p}{K_i} \cdot s + 1 \right)}{(s + p_1) \cdot (s + p_s)} = \frac{1}{\frac{1}{z_{reg}} \cdot s + 1} \cdot \frac{K \cdot \left(\frac{1}{z_{reg}} \cdot s + 1 \right)}{(s + p_1) \cdot (s + p_s)} = \frac{K}{(s + p_1) \cdot (s + p_s)}$$

per la quale è possibile dimostrare che:

$$\begin{cases} A, B \in [0, 1] \\ A + B = 1 \end{cases}$$

che determina un comportamento privo di sovra-elongazioni, descritto dalla relazione seguente:

$$Fdt_{load} = \frac{A}{(\tau_1 \cdot s + 1)} + \frac{B}{(\tau_2 \cdot s + 1)}$$

che evidenzia come le due funzioni di trasferimento parziali (Fdt_{p_1} e Fdt_{p_2}) siano caratterizzate da una dinamica superiore a quella del carico.

Questa modalità per tarare i coefficienti dei regolatori si adatta a quei circuiti equivalenti caratterizzati da una costante di tempo piuttosto elevata, per i quali l'esigenza di migliorare la dinamica di controllo porta a forzare la dinamica propria dei carichi da controllare.

4.5.6 Implementazione dei regolatori di tensione in sistemi digitali

L'implementazione dei regolatori proporzionali-integrali è attuata mediante una formulazione recursiva, ossia in una forma in cui si aggiungono dei nuovi termini all'esito del calcolo effettuato nel ciclo precedente:

$$v_{reg_k} = K_p \cdot (i_{err_k} - i_{err_{k-1}}) + \frac{T_c}{2} \cdot K_i \cdot (i_{err_k} + i_{err_{k-1}}) + v_{reg_{k-1}}$$

in tal modo la saturazione dell'uscita avviene imponendo che:

$$v_{reg_k} \in U_{reg_k} = [v_{reg_{min_k}}, v_{reg_{max_k}}]$$

Rimane ora un'ultima questione da affrontare, concernente l'implementazione in un sistema di controllo di tipo digitale dei regolatori proporzionali-integrali. Come è stato visto in precedenza, i sistemi tempo-discreti portano a diversi problemi nel controllo delle macchine elettriche, problemi per i quali sono state proposte le rispettive soluzioni, ossia l'utilizzo delle variabili predette per attenuare il ritardo dell'azione di controllo e la rotazione del riferimento di tensione per risolvere il problema dovuto alla rotazione relativa fra il sistema del flusso di rotore e quello di statore.

I regolatori proporzionali-integrali sono implementati nella forma recursiva, ossia viene aggiornato il valore dell'uscita precedente mediante una variazione della stessa calcolata in funzione dell'errore di corrente:

$$v_{reg_k} = \Delta v_{reg_k} + v_{reg_{k-1}}$$

dove:

$$\Delta v_{reg_k} = K_p \cdot (i_{err_k} - i_{err_{k-1}}) + \frac{T_c}{2} \cdot K_i \cdot (i_{err_k} + i_{err_{k-1}})$$

Nella pratica, il regolatore reagisce in base agli errori “campionati”, ossia effettua una valutazione della propria uscita solamente in un unico e preciso istante temporale, coincidente con l'istante di tempo in corrispondenza del quale vengono effettuate le misure (o le stime) con cui verranno calcolati gli errori in ingresso al regolatore stesso.

Il problema nasce dal fatto che il regolatore, implementato nella forma esposta pocanzi, cambia lo stato della propria uscita in funzione dell'ultimo campionamento delle misure. Di conseguenza, non è eseguita una valutazione dell'andamento dell'errore fra un istante di campionamento e l'altro, è quindi possibile che l'uscita del regolatore, calcolata al ciclo k-esimo e applicata per un intero ciclo di controllo T_c , comporti un andamento delle variabili di controllo (ossia delle correnti), che non corrisponda affatto a quello estrapolato mediante la trattazione propria dei sistemi tempo-continui.

Queste discrepanze si accentuano nel momento in cui il tempo di ciclo non è trascurabile se raffrontato alla costante di tempo del carico da controllare e, nel caso di macchine elettriche, questa evenienza non è da escludere del tutto. Volendo fare un esempio, si consideri un inverter che moduli ad una frequenza di portante pari a 5 kHz, che corrisponde quindi ad un tempo di ciclo pari a 200 microsecondi. Nel caso di motori asincroni non è raro trovare macchine con una costante di

tempo del circuito equivalente di asse-q ($\tau_{sq} = \frac{\sigma L_s}{r_s}$) pari a pochi millisecondi e di conseguenza la corrente di asse-q può subire notevoli variazioni durante un ciclo di controllo.

Da un punto di vista “macroscopico”, questa inefficienza dei regolatori si può tradurre in piccole sovra-elongazioni al termine dei transitori di corrente e con un aumento del ripple di corrente, in quanto, al ripple dovuto alla modulazione delle tensioni si somma quello dovuto alla “fase cieca” dei regolatori digitali, ossia a quella fase durante la quale il regolatore non “osserva” effettivamente quello che avviene nella macchina e non cambia di conseguenza la propria uscita.

Per la loro natura, nei sistemi digitali è impossibile evitare la discretizzazione nel tempo delle misure e delle azioni di controllo, di conseguenza, per risolvere il problema della fase cieca, è necessario adottare una soluzione di tipo predittivo. Il regolatore non deve aggiornare la propria uscita solamente in base agli errori “misurati” all'inizio del generico ciclo di controllo, ma deve calcolare il valore dell'uscita che, mantenuto per un intero ciclo di controllo, emuli il risultato che si otterrebbe con un regolatore tempo-continuo, ossia di un regolatore in grado di aggiornare continuamente la propria uscita e di valutare senza soluzione di continuità l'esito delle proprie azioni. In altre parole, l'uscita del regolatore digitale dovrà essere una sorta di media nei confronti

di quello che richiederebbe il corrispondente regolatore di un sistema tempo-continuo, media da effettuarsi per un intero ciclo di controllo ed a partire dalle stesse condizioni iniziali (ossia a partire dallo stesso errore in ingresso e dalla stessa uscita del regolatore stesso).

Per eseguire tale media è necessario valutare come varia l'errore in ingresso al regolatore durante un ciclo di controllo in funzione della variazione dell'uscita del regolatore stesso. Sia i_{err_k} l'errore dell'ingresso valutato all'inizio del ciclo di controllo e si supponga inoltre di suddividere il ciclo di controllo T_c in " N " sotto-intervalli di "regolazione", per ognuno dei quali è possibile pensare di riaggiornare l'uscita del regolatore. Se il numero di tali sotto-intervalli dovesse tendere ad infinito il sistema di regolazione diverrebbe virtualmente di tipo tempo-continuo, in quanto la durata di un sotto-intervallo di regolazione tenderebbe a divenire nulla. Sia Δv_{reg_n} la variazione dell'uscita del regolatore relativa all'ennesimo sotto-intervallo, sarà quindi:

$$v_{reg_k} = \Delta v_{reg_k} + v_{reg_{k-1}} = \sum_{n=1}^N \Delta v_{reg_n} + v_{reg_{k-1}}$$

in cui, l'ennesima variazione Δv_{reg_n} dell'uscita del regolatore è calcolata valutando l'andamento dell'errore t_{err_n} ad ogni sotto-intervallo:

$$\Delta v_{reg_n} = K_p \cdot (t_{err_n} - t_{err_{n-1}}) + \frac{T_c}{2 \cdot N} \cdot K_i \cdot (t_{err_n} + t_{err_{n-1}})$$

e dove si pone:

$$\begin{cases} t_{err_1} = i_{err_k} \\ t_{err_0} = i_{err_{k-1}} \end{cases}$$

La variabile i_{err_k} è l'errore della grandezza di controllo nei confronti del rispettivo riferimento valutato all'istante k -esimo, ossia:

$$i_{err_k} = i_k^* - i_k^m$$

E' possibile quindi calcolare la variazione della variabile di controllo (e quindi dell'errore in ingresso) in funzione del valore ennesimo dell'uscita del regolatore:

$$\Delta t_{err_n} = \Delta i_{err_n} = \frac{1 - e^{-\frac{T_c}{N} \cdot \frac{r}{L}}}{r} \cdot \sum_{i=1}^n \Delta v_{reg_i} + e^{-\frac{T_c}{N} \cdot \frac{r}{L}} \cdot \Delta t_{err_{n-1}}$$

ossia come l'esito del transitorio dovuto all'applicazione al carico, per un tempo pari a $\frac{T_c}{N}$, della

variazione dell'uscita $\sum_{i=1}^n \Delta v_{reg_i}$ del regolatore e partendo da una condizione "iniziale" data da

$\Delta t_{err_{n-1}}$ ed in cui $\Delta t_{err_0} = 0$.

Di conseguenza, l'errore in ingresso al regolatore cambierà in funzione della variazione dell'uscita del regolatore secondo l'espressione seguente:

$$t_{err_{n+1}} = i_{err_k} - \Delta t_{err_n}$$

La frequenza di “campionamento” degli errori e di aggiornamento dell'azione di controllo è stata virtualmente aumentata di un fattore pari ad “ N ”, avvicinando in tal modo il comportamento del regolatore “digitale” a quello del corrispondente regolatore “analogico”, riducendo in tal modo il problema della fase cieca ed i fenomeni indesiderati ad essa connessi.

La figura seguente mostra il processo di implementazione “predittiva” di un regolatore digitale.

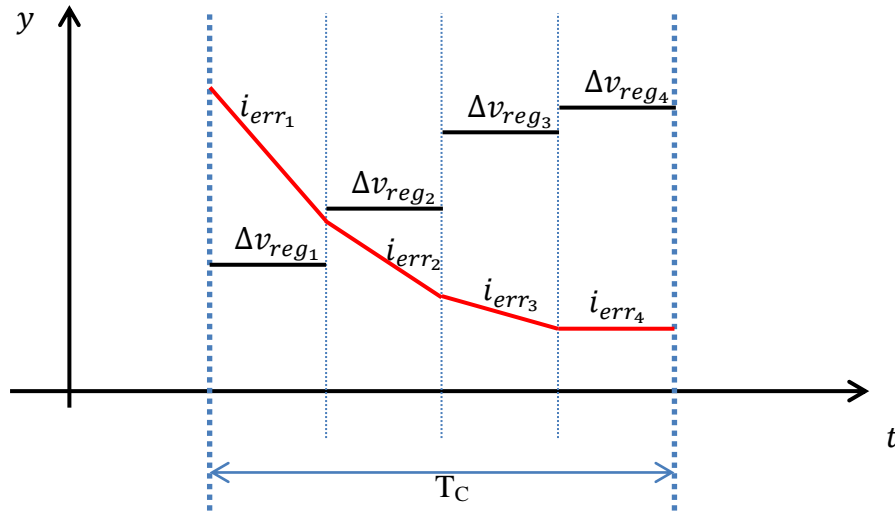


Fig. 4.15 Regolatore digitale di tipo predittivo

E' necessario ora dissipare i dubbi relativi ad una “apparente” incongruenza; si è appena affermato che la frequenza di campionamenti degli errori è incrementata di “ N ” volte, ossia gli errori vengono rivalutati, all'interno di un ciclo di controllo T_c , ad ogni sotto-intervallo pari a $\frac{T_c}{N}$. La prima “sotto-variazione” Δv_{reg1} dell'uscita del regolatore, relativa al primo sotto-intervallo di regolazione, è calcolata come:

$$\Delta v_{reg1} = K_p \cdot (t_{err1} - t_{err0}) + \frac{T_c}{2 \cdot N} \cdot K_i \cdot (t_{err1} + t_{err0})$$

ossia tramite i due degli errori “campionati” dati da t_{err1} e t_{err0} . L'incongruenza apparente deriva dal fatto che la distanza “temporale” fra questi due campionamenti è pari a T_c (in quanto si è posto $t_{err1} = i_{err_k}$ e $t_{err0} = i_{err_{k-1}}$) mentre nell'algoritmo di emulazione di un regolatore “tempo-continuo” essa è pari a $\frac{T_c}{N}$. La formula recursiva del regolatore proporzionale-integrale esegue una integrazione di tipo trapezoidale nei confronti dell'errore della variabile di controllo, integrazione che quindi è eseguita per degli intervalli pari a $\frac{T_c}{N}$. Per coerenza è comunque necessario calcolare la prima

variazione dell'uscita del regolatore utilizzando un intervallo di integrazione pari a $\frac{T_c}{N}$, come è evidenziato nella formula seguente:

$$\Delta v_{reg_1} = K_p \cdot (t_{err_1} - t_{err_0}) + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{T_c}{N} \right) \cdot K_i \cdot (t_{err_1} + t_{err_0})$$

Il fatto che la distanza temporale fra i due errori in ingresso sia pari all'intero ciclo di controllo non costituisce una incongruenza in quanto, in un sistema digitale, ogni grandezza assume lo stesso valore per un intero ciclo di controllo in quanto viene aggiornata solo con una cadenza pari a T_c . Di conseguenza, l'unica soluzione aderente alla reale capacità di campionamento del sistema è utilizzare, per l'avvio dell'implementazione ciclica del regolatore digitale, il valore $i_{err_{k-1}}$ come valore per l'errore t_{err_0} dell'ultimo sotto-campionamento virtuale. Teoricamente, l'istante di campionamento di tale grandezza dovrebbe essere in anticipo di un intervallo pari a $\frac{T_c}{N}$ rispetto all'istante k-esimo. In realtà, non essendo disponibili informazioni di tale grandezza riguardo il suo stato all'interno del generico ciclo di controllo, appare come unica soluzione quella che ne consideri il valore costante all'interno dell'intervallo di campionamento e che quindi approssima, come valore dell'errore “precedente” per il primo segmento di regolazione, quello valutato effettivamente all'istante $k - \frac{T_c}{N}$ e non all'istante $k - \frac{T_c}{N}$, ponendo quindi:

$$t_{err_0} = i_{err_{k-1}}$$

Nonostante la formulazione “ciclica” del regolatore digitale, formulazione che ha lo scopo di emulare il comportamento di un regolatore “analogico”, è necessario risolvere il problema derivante dal fatto che le azioni di controllo in un sistema digitale sono comunque costanti per tutta la durata di un ciclo di controllo e di conseguenza non è possibile soddisfare le richieste “tempo-continue” del regolatore “tempo-continuo” virtuale.

In altre parole, da un punto di vista teorico è possibile risalire al comportamento di un regolatore tempo-continuo aggiornando “virtualmente” la sua uscita, ma nella realtà non è possibile, in un sistema digitale, ottenere una corrispondenza fra l'uscita del regolatore analogico “virtuale” e l'effettiva azione di controllo del sistema tempo-discreto.

Partendo dal presupposto che le azioni di controllo (uscite del regolatore) debbano essere costanti per un intero ciclo di controllo è necessario quindi stabilire una “media” dell'uscita del regolatore digitale che, qualora sia “adottata” per un intero tempo di ciclo T_c , abbia lo stesso effetto sulla grandezza di controllo imposto dall'equivalente regolatore “tempo-continuo” durante lo stesso lasso di tempo.

A tal fine si evidenzia l'andamento nel tempo della variazione dell'uscita del regolatore analogico virtuale, andamento che verrà quindi “riaggiornato” solo in corrispondenza degli ennesimi istanti:

$$\Delta v_{reg_n} = \sum_{i=1}^n \Delta v_{reg_i}$$

Questo tipo di rappresentazione dell'uscita può essere definita “successione orizzontale”, nel senso che le variazioni vengono aggiornate “orizzontalmente” in funzione del tempo, ossia come una sequenza degli “ N ” valori calcolati mediante l’algoritmo di integrazione:

$$\Delta v_{reg_1}, \Delta v_{reg_2}, \Delta v_{reg_3}, \dots, \Delta v_{reg_N}$$

La figura seguente esemplifica la successione orizzontale:

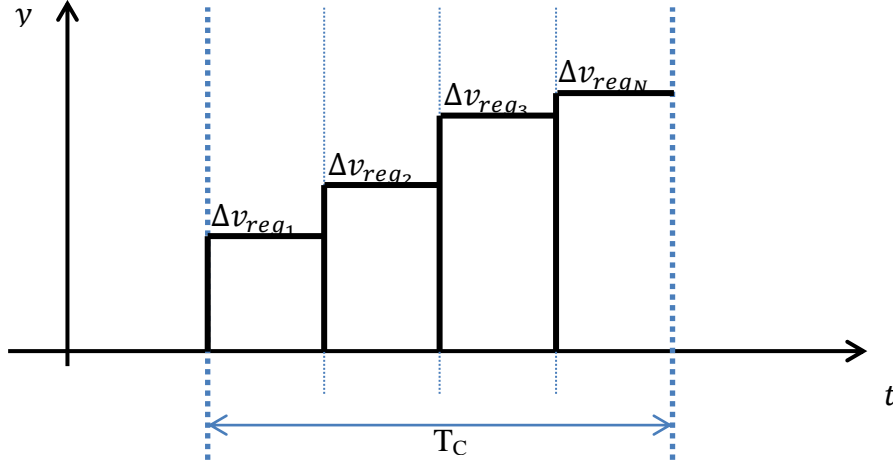


Fig. 4.16 Successione orizzontale dell'uscita del regolatore

E' possibile rappresentare l'andamento della variazione dell'uscita anche mediante una “successione verticale”, che consiste nell’idealizzare l’uscita come la somma di diversi “strati” di ampiezza pari ad Δv_{reg_n} . Definendo la funzione gradino unitario come $u(t)$, è quindi possibile dare un’espressione per la successione verticale:

$$\Delta v_{reg_n} = \sum_{i=1}^N u\left(\frac{Tc}{N} \cdot (i-1)\right) \cdot \Delta v_{reg_i}$$

ossia come:

$$\Delta v_{reg_n} = u\left(Tc \cdot \frac{0}{N}\right) \cdot \Delta v_{reg_1} + u\left(Tc \cdot \frac{1}{N}\right) \cdot \Delta v_{reg_2} + u\left(Tc \cdot \frac{2}{N}\right) \cdot \Delta v_{reg_3} + \dots + u\left(Tc \cdot \frac{N-1}{N}\right) \cdot \Delta v_{reg_N}$$

La figura seguente esemplifica la successione verticale:

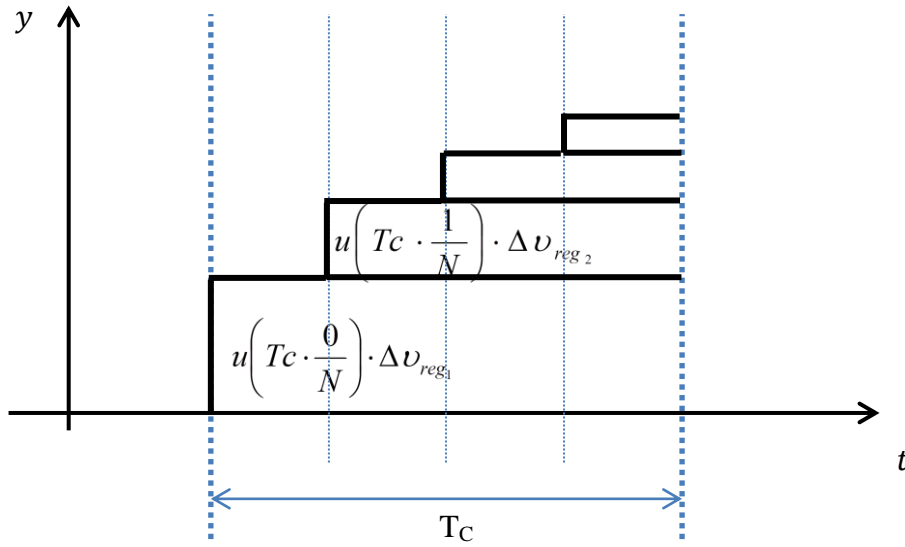


Fig. 4.17 Successione verticale dell'uscita del regolatore

E' possibile notare come il tempo di applicazione dell'ennesima sotto-variazione Δv_{reg_n} dell'uscita del regolatore sia pari a:

$$Tv_n = Tc \cdot \frac{N+1-n}{N}$$

Utilizzando la trasformata di Laplace, applicando il principio di sovrapposizione degli effetti ed il teorema del ritardo nel tempo, è possibile valutare l'effetto finale sulla variabile di controllo come la sommatoria di "N" contributi parziali derivanti da altrettanti transitori generati dalle corrispondenti sotto-variazioni Δv_{reg_n} "applicate" per un tempo pari a Tv_n e con condizioni iniziali nulle, ossia:

$$\Delta i_{t_N} = \sum_{n=1}^N \frac{1 - e^{-Tv_n \cdot \frac{r}{L}}}{r} \cdot \Delta v_{reg_n} = \sum_{n=1}^N \frac{1 - e^{-Tc \cdot \frac{N+1-n}{N} \cdot \frac{r}{L}}}{r} \cdot \Delta v_{reg_n}$$

La variazione dell'uscita del regolatore digitale dovrà quindi assumere un valore che, applicato per un intero ciclo di controllo, comporti gli stessi effetti sulla variabile di controllo che quindi dovrà subire, nel tempo Tc , una variazione pari a Δi_{t_N} . Sia Δv_{m_N} tale variazione "media" dell'uscita del regolatore digitale, dovrà essere:

$$\Delta i_{t_N} = \frac{1 - e^{-Tc \cdot \frac{r}{L}}}{r} \cdot \Delta v_{m_N}$$

e quindi:

$$\sum_{n=1}^N \frac{1 - e^{-Tc \cdot \frac{N+1-n}{N} \cdot \frac{r}{L}}}{r} \cdot \Delta v_{reg_n} = \frac{1 - e^{-Tc \cdot \frac{r}{L}}}{r} \cdot \Delta v_{m_N}$$

da cui:

$$\sum_{n=1}^N \left(1 - e^{-Tc \cdot \frac{N+1-n}{N} \cdot \frac{r}{L}} \right) \cdot \Delta v_{reg_n} = \left(1 - e^{-Tc \cdot \frac{r}{L}} \right) \cdot \Delta v_{m_N}$$

Esprimendo le funzioni esponenziali come sviluppi in serie e troncando tali sviluppi al primo ordine (approssimazione accettabile per tempi di ciclo sufficientemente brevi) è possibile porre:

$$e^{-t \cdot \frac{r}{L}} \approx 1 - t \cdot \frac{r}{L}$$

da cui:

$$\sum_{n=1}^N Tc \cdot \frac{N+1-n}{N} \cdot \frac{r}{L} \cdot \Delta v_{reg_n} = Tc \cdot \frac{r}{L} \cdot \Delta v_{m_N}$$

Che, dopo alcune semplificazioni, permette di calcolare la variazione “media” dell’uscita del regolatore digitale in funzione della serie delle sotto-variazioni del regolatore analogico virtuale:

$$\Delta v_{m_N} = \sum_{n=1}^N \frac{N+1-n}{N} \cdot \Delta v_{reg_n}$$

L’espressione recursiva per il regolatore digitale sarà quindi rappresentata mediante la seguente equazione:

$$v_{reg_k} = \Delta v_{m_N} + v_{reg_{k-1}} = \sum_{n=1}^N \frac{N+1-n}{N} \cdot \Delta v_{reg_n} + v_{reg_{k-1}}$$

nella quale le sotto-variazioni Δv_{reg_n} sono determinate appunto dalla successione delle variazioni del regolatore digitale analogico “virtuale”.

Per concludere si riporta l’intero algoritmo per l’implementazione di un regolatore digitale che emula il comportamento di un equivalente regolatore tempo-continuo:

Ingresso	$i_{err_k} = i_k^* - i_k^m$	Acquisizione dell’errore in ingresso
Iniz.	$\Delta v_0 = 0$ $\Delta v_{m_0} = 0$ $\Delta t_{err_0} = 0$ $\begin{cases} t_{err_1} = i_{err_k} \\ t_{err_0} = i_{err_{k-1}} \end{cases}$ $K_0 = 1$ $n = 0$	Inizializzazione “variabili”
1	$n = n + 1$	Incrementa il contatore dei sotto-intervalli di regolazione

2	$\Delta v_{reg_n} = K_p \cdot (i_{err_n} - i_{err_{n-1}}) + \frac{T_c}{2 \cdot N} \cdot K_i \cdot (i_{err_n} + i_{err_{n-1}})$	Calcolo dell'ennesima sotto-variazione del regolatore analogico virtuale
3	$\Delta v_n = \Delta v_{n-1} + \Delta v_{reg_n}$	Aggiornamento dell'uscita del regolatore analogico virtuale
4	$\Delta v_{m_n} = \Delta v_{m_{n-1}} + K_n \cdot \Delta v_{reg_n}$	Aggiornamento dell'uscita del regolatore digitale
5	$\Delta i_{err_n} = \frac{1 - e^{-\frac{T_c \cdot r}{N \cdot L}}}{r} \cdot \Delta v_n + e^{-\frac{T_c \cdot r}{N \cdot L}} \cdot \Delta i_{err_{n-1}}$	Calcola la variazione della variabile di controllo relativa alla variazione dell'uscita del regolatore analogico virtuale
6	$i_{err_{n+1}} = i_{err_k} - \Delta i_{err_n}$	Aggiorna l'errore della variabile di controllo
7	$K_{n+1} = K_n - \frac{1}{N}$	Aggiorna il fattore K_n
8	$\begin{cases} n = N \Rightarrow Fine \\ n < N \Rightarrow 1 \end{cases}$	Verifica la fine della parte recursiva di regolazione
Fine	$v_{reg_k} = \Delta v_{m_N} + v_{reg_{k-1}}$	Calcola l'uscita del regolatore digitale incrementandola di una quantità pari alla variazione "media"

E' importante osservare che, in un programma ben strutturato, è possibile realizzare tale algoritmo in modo da ridurre notevolmente i calcoli necessari alla sua esecuzione, utilizzando ad esempio un elevato numero di costanti calcolate "off-line" ed evitando l'inutile elaborazione di alcuni punti (ad esempio, se $n = N$ non è necessario rieseguire i punti 5, 6 e 7, il fattore $K_n = \frac{N+1-n}{N}$ può essere ricavato in modo recursivo, inizializzandolo ad un valore unitario ed utilizzando la formula $K_{n+1} = K_n - \frac{1}{N}$ nella quale il parametro $\frac{1}{N}$ è calcolato off-line).

Questa modalità di implementazione dei regolatori di tensione comporta dei benefici, grazie ad essa è infatti possibile elevare il guadagno del regolatore stesso aumentandone in tal modo la dinamica e l'efficacia nel controllo delle correnti. Buoni risultati possono essere ottenuti con un numero relativamente ridotto di sotto-regolazioni, per esempio pari a quattro, valori elevati ($N = [8 \div 12]$) consentono di tarare i guadagni (K_p) fino a raggiungere valori molto grandi ($K_p = [40 \div 80] \cdot r$) predisponendo il controllo ad assumere dinamiche decisamente spinte. In ogni caso, per utilizzare i regolatori di tensione con elevati guadagni è necessario usare, come grandezze in ingresso al controllo macchina, delle grandezze predette, altrimenti il ritardo di un ciclo di controllo nell'azione di controllo innesca delle oscillazioni ad alta frequenza che non possono essere smorzate neanche con l'implementazione predittiva del regolatore digitale.

4.5.7 Gestione dello stato di magnetizzazione nel controllo ad orientamento di campo

In questa parte del controllo macchina avverrà la gestione di diverse grandezze che, essendo fra loro correlate, è opportuno inserirle nello stesso contesto e che sono:

calcolo della corrente massima di asse-q, indicata con $I_{sq_{max_k}}$, questa grandezza è necessaria al fine di garantire una corretta gestione dello stato di magnetizzazione, inoltre verrà utilizzata nel calcolo del margine dinamico della tensione disponibile e in quello della coppia di riferimento massima

calcolo del margine dinamico della tensione disponibile, indicato con $\text{din}V_{0mr g_k}$, ossia quel margine sulla tensione massima disponibile che migliora la gestione dello stato di magnetizzazione riducendone le oscillazioni dovute alle variazioni della richiesta di coppia. L'esubero di tensione sarà quindi calcolato come:

$$v_{err_k} = V_{0_{k-1}} - \text{din}V_{0mr g_k} - v_{s_{k-1}}$$

ed ha quindi il significato di non “puntare” ad utilizzare tutta la tensione effettivamente a disposizione in funzione dello stato della macchina e della richiesta di coppia.

L'utilizzo di questo accorgimento migliora la dinamica della coppia in quanto “predisporre” un margine di tensione che il regolatore di tensione di asse-q potrà utilizzare al fine di imporre elevate variazioni nei confronti della corrente di asse-q (e quindi della coppia).

regolazione della corrente di asse-d in relazione allo stato di funzionamento della macchina e all'esubero di tensione. Il mezzo per generare tale riferimento di corrente è un regolatore proporzionale-integrale “modificato”, ossia nel quale siano stati adottati dei particolari accorgimenti atti a migliorarne la risposta dinamica ed a evitare l'innescio di intempestive smagnetizzazioni della macchina.

4.5.8 Calcolo della corrente massima di asse-q

Riprendendo in esame le linee precedentemente esposte si ricorda che il valor massimo per la corrente di asse-q è effettuato discriminando, fra due possibili risultati, quello che comporta il valore più piccolo. La scelta è quindi effettuata fra le due seguenti soluzioni:

1. $I_{sq_{\max \text{ mod}_k}}$: ossia quel valore che, congiuntamente alla corrente di asse-d, comporta l'utilizzo di tutta la corrente di statore disponibile $I_{s_{\max_k}}$, in tal caso sarà quindi:

$$I_{sq_{\max \text{ mod}_k}} = \sqrt{I_{s_{\max_k}}^2 - i_{sd_{k-1}}^{e*2}}$$

Si vuol far notare che anche in questo caso è stato utilizzato il riferimento della corrente di asse-d e non la corrispondente misura. Questo accorgimento ha lo scopo di ridurre l'effetto del ripple di misura e necessita l'uso di un valore riferito al ciclo precedente in quanto, essendo l'algoritmo di calcolo di tale riferimento subordinato a questa parte del controllo, non è possibile ottenerne un valore attuale.

2. $I_{sq_{\max T_k}}$: ossia quel valore che massimizza la coppia erogata dalla macchina in funzione del suo stato di magnetizzazione. Riprendendo in esame la schematizzazione del circuito di asse-q nel sistema di riferimento rotorico si pone:

$$\phi_{sq}^e = \sigma L_{sq} \cdot i_{sq}^e$$

Tale equazione suggerisce la strada da percorrere per calcolare $I_{sq_{\max T_k}}$, che consiste nel calcolare il valore $\phi_{sq_{\max T}}^e$ del flusso di asse-q che, in corrispondenza di definite

misure (φ_{sq}^e e φ_r) per i flussi di asse-d e di rotore, consenta di ottenere la massima coppia, di conseguenza sarà:

$$I_{sq_{max} T_k} = \frac{\varphi_{sq_{max} T_k}^e}{\sigma L_{sq}}$$

Le “misure” adottate per i flussi di asse-d e di rotore, che servono a “descrivere” lo stato di magnetizzazione della macchina, saranno le stime offerte dal modello. Si prendano ora in esame le due seguenti equazioni dalla validità del tutto generale:

$$\begin{cases} \varphi_{sq}^e = \sigma L_{sq} \cdot i_{sq}^e \\ C \equiv \varphi_{sd}^e \cdot i_{sq}^e - \varphi_{sq}^e \cdot i_{sd}^e \end{cases}$$

Da esse si ottiene la seguente espressione, denominata per questa sezione “funzione coppia”:

$$C(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e) \equiv \frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sd}^e \cdot \varphi_{sq}^e - \varphi_{sq}^e \cdot i_{sd}^e$$

Inoltre, il limite in tensione impone un vincolo sul valore massimo del flusso di statore, quantificabile tramite la relazione seguente, denominata per questa sezione “funzione flusso”:

$$\varphi_s(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e) = \sqrt{\varphi_{sd}^{e^2} + \varphi_{sq}^{e^2}}$$

Stabilito un valore massimo φ_s per il flusso di statore è necessario “percorrere”

l’arco di circonferenza determinato dall’equazione $\varphi_s = \sqrt{\varphi_{sd}^{e^2} + \varphi_{sq}^{e^2}}$ al fine di determinare, fra le infinite combinazioni delle due componenti di tale flusso, quella che corrisponde al valor massimo di coppia. A tal fine si calcolano i gradienti della funzione coppia e della funzione flusso, eseguiti nei confronti delle componenti del flusso di statore:

$$\begin{cases} \Delta C = \begin{bmatrix} \Delta C_d \\ \Delta C_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial C(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e)}{\partial \varphi_{sd}^e} \\ \frac{\partial C(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e)}{\partial \varphi_{sq}^e} \end{bmatrix} \\ \Delta \varphi_s = \begin{bmatrix} \Delta \varphi_{sd} \\ \Delta \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \varphi_s(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e)}{\partial \varphi_{sd}^e} \\ \frac{\partial \varphi_s(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e)}{\partial \varphi_{sq}^e} \end{bmatrix} \end{cases}$$

E quindi:

$$\Delta C \equiv \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sq}^e \\ \frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sd}^e - i_{sd}^e \end{bmatrix}$$

$$\Delta \varphi_s \equiv \begin{bmatrix} \frac{\varphi_{sd}^e}{\varphi_s} \\ \frac{\varphi_{sq}^e}{\varphi_s} \end{bmatrix}$$

La condizione di coppia “massima” avviene quando le funzioni:

$$C(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e) \equiv \frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sd}^e \cdot \varphi_{sq}^e - \varphi_{sq}^e \cdot i_{sd}^e$$

$$\varphi_s(\varphi_{sd}^e, \varphi_{sq}^e) = \sqrt{\varphi_{sd}^e{}^2 + \varphi_{sq}^e{}^2}$$

sono “tangenti”, ossia quando i gradienti sono rappresentati da due vettori paralleli:

$$\frac{\Delta C_d}{\Delta C_q} = \frac{\Delta \varphi_{sd}}{\Delta \varphi_{sq}}$$

La figura seguente esemplifica la condizione di massimizzazione della coppia per un determinato valore del flusso di statore, evidenziando la tangenza fra la funzione coppia e la funzione flusso, con la relativa relazione fra i rispettivi “gradienti”.

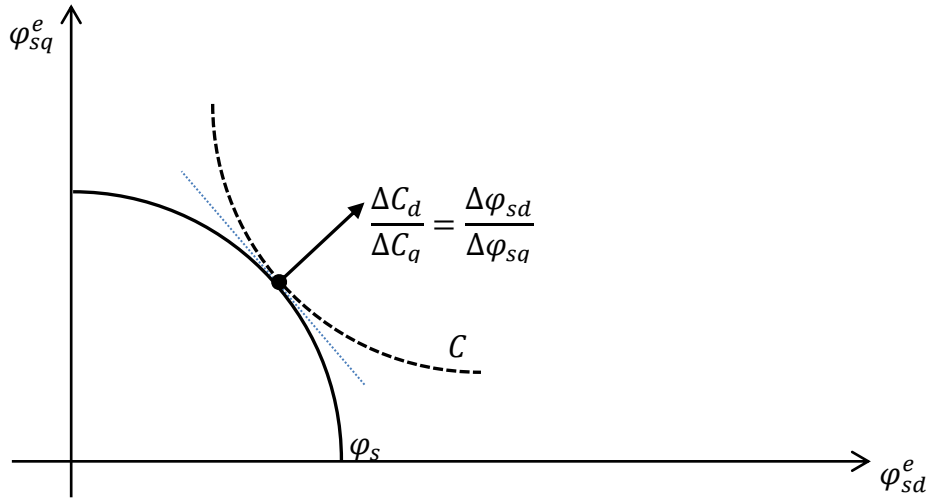


Fig. 4.18 Soluzione di massimizzazione della coppia in funzione del flusso di statore

Sostituendo nella condizione di “tangenza” le espressioni dei gradienti, si ottiene:

$$\frac{\frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sq}^e}{\frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sd}^e - i_{sd}^e} = \frac{\frac{\varphi_{sd}^e}{\varphi_s}}{\frac{\varphi_{sq}^e}{\varphi_s}}$$

e quindi, dopo alcuni passaggi:

$$\begin{aligned}
\frac{\frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sq}^e}{\frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sd}^e - i_{sd}^e} &= \frac{\frac{\varphi_{sd}^e}{\varphi_s}}{\frac{\varphi_{sq}^e}{\varphi_s}} \\
&\Downarrow \\
\frac{\frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sq}^e}{\frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \varphi_{sd}^e - i_{sd}^e} &= \frac{\varphi_{sd}^e}{\varphi_{sq}^e} \\
&\Downarrow \\
\varphi_{sq}^{e^2} &= \varphi_{sd}^{e^2} - \sigma L_{sq} \cdot i_{sd}^e \cdot \varphi_{sd}^e
\end{aligned}$$

e, in definitiva:

$$\varphi_{sq}^e = \sqrt{\varphi_{sd}^{e^2} - \sigma L_{sq} \cdot i_{sd}^e \cdot \varphi_{sd}^e}$$

Volendo eliminare la dipendenza dalla corrente di asse-d di statore è possibile utilizzare il legame flussi scritto unicamente per l'asse-d del sistema del flusso di rotore:

$$\varphi_r = \varphi_{rd}^e = \frac{L_{rd}}{L_{md}^{r \rightarrow s}} \cdot (\varphi_{sd}^e - \sigma L_{sd} \cdot i_{sd}^e)$$

da cui:

$$i_{sd}^e = \frac{1}{\sigma L_{sd}} \cdot \left(\varphi_{sd}^e - \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_r \right)$$

che sostituita nella soluzione di massimizzazione della coppia, permette di ottenere il risultato voluto:

$$\varphi_{sq}^e = \sqrt{\left(1 - \frac{\sigma L_{sd}}{\sigma L_{sq}}\right) \cdot \varphi_{sd}^{e^2} + \frac{\sigma L_{sd}}{\sigma L_{sq}} \cdot \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_r \cdot \varphi_{sd}^e}$$

Il modulo massimo per la corrente di statore di asse-q verrà quindi calcolato utilizzando il corrispondente flusso massimo di asse-q ottenuto tramite le stime offerte dal modello:

1	$\varphi_{sq_{\max T_k}}^e = \sqrt{\left(1 - \frac{\sigma L_{sd}}{\sigma L_{sq}}\right) \cdot \varphi_{sd_k}^{e^2} + \frac{\sigma L_{sd}}{\sigma L_{sq}} \cdot \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{r_k} \cdot \varphi_{sd_k}^e}$
2	$I_{sq_{\max T_k}} = \frac{\varphi_{sq_{\max T_k}}^e}{\sigma L_{sq}}$

Nella prossima pagine dell'esposizione verrà introdotto un meccanismo di riduzione della dinamica della corrente massima di asse-q, per chiarezza si è preferito posporre questo argomento anche se nella realtà tale meccanismo è effettivamente utilizzato immediatamente dopo la selezione del limite sulla corrente di asse-q, ossia dopo il passo seguente:

$$\begin{cases} I_{sq_{\max \text{ mod } k}} \leq I_{sq_{\max T k}} & \Rightarrow I_{sq_{\max k}} = I_{sq_{\max T k}} \\ I_{sq_{\max \text{ mod } k}} > I_{sq_{\max T k}} & \Rightarrow I_{sq_{\max k}} = I_{sq_{\max T k}} \end{cases}$$

che conclude l'algoritmo con cui viene calcolata la corrente massima di asse-q e definito come segue:

1	$I_{sq_{\max \text{ mod } k}} = \sqrt{I_{sq_{\max k}}^2 - i_{sd k-1}^{e*2}}$
2	$I_{sq_{\max T k}} = \frac{1}{\sigma L_{sq}} \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{\sigma L_{sd}}{\sigma L_{sq}}\right) \cdot \varphi_{sd k}^{e2} + \frac{\sigma L_{sd}}{\sigma L_{sq}} \cdot \frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{rk} \cdot \varphi_{sd k}^e}$
3	$\begin{cases} I_{sq_{\max \text{ mod } k}} \leq I_{sq_{\max T k}} & \Rightarrow I_{sq_{\max k}} = I_{sq_{\max \text{ mod } k}} \\ I_{sq_{\max \text{ mod } k}} > I_{sq_{\max T k}} & \Rightarrow I_{sq_{\max k}} = I_{sq_{\max T k}} \end{cases}$

Per eliminare la dipendenza dalla corrente di statore di asse-d nella formula per la coppia massima è stato utilizzato il legame flussi. Tale legame è rigorosamente valido solo nel sistema rotorico mentre in questo caso lo si è riportato nel sistema del flusso di rotore. Considerando che per questo algoritmo di controllo macchina è previsto un utilizzo con macchine ad induzione (quindi isotrope e dove vale $L_{xd} = L_{xq}$) e macchine sincrone convenzionali (nelle quali il sistema del flusso di rotore coincide con quello rotorico) è possibile ritenere il legame flussi valido anche nel sistema del flusso di rotore.

4.5.9 Calcolo del margine dinamico della tensione disponibile

L'obiettivo del margine dinamico $\text{din}V_{0\text{mrg}_k}$ è quello di “aggiustare” la tensione massima disponibile in modo da evitare delle variazioni dello stato di magnetizzazione della macchina dovute a cambiamenti della coppia richiesta. Ridurre le fluttuazioni dello stato di magnetizzazione migliora il comportamento del controllo macchina in quanto evita al regolatore di tensione di asse-d di “lavorare” continuamente “rubando” in tal modo una porzione di tensione che altrimenti sarebbe disponibile per controllo della coppia. Lo stato di magnetizzazione è gestito tramite la corrente di asse-d che quindi ne influenza profondamente la dinamica; nella maggior parte delle macchine elettriche le costanti di tempo che possono essere associate alla corrente o ai flussi di asse-d possono assumere valori consistenti, decini se non centinaia di millisecondi, è quindi opportuno limitare il più possibile variazioni di tali grandezze per non incorrere in lunghi e “faticosi” transitori.

Generalmente, quella fase di lavoro in cui è necessario un deflussaggio accentuato è quella nella quale la macchina elettrica eroga una coppia motrice, richieste di coppie inferiori concedono uno stato di magnetizzazione meno stringente, ossia è sufficiente una riduzione dei flussi inferiore per

rispettare il limite in tensione. In tal caso quindi il controllo potrebbe reagire “rimagnetizzando” la macchina ed innescando quindi delle oscillazioni nei valori assunti dai flussi.

Il concetto che sta quindi alla base del margine dinamico è quello di puntare ad utilizzare una tensione di statore che sia anche in funzione dell’effettiva richiesta di coppia ed in modo tale da predisporre lo stato di magnetizzazione ad assumere un valore che corrisponde a quello che caratterizzerebbe la macchina nella condizione più gravosa, ossia quella in cui il riferimento di coppia corrisponde al valore massimo per coppie “motrici”.

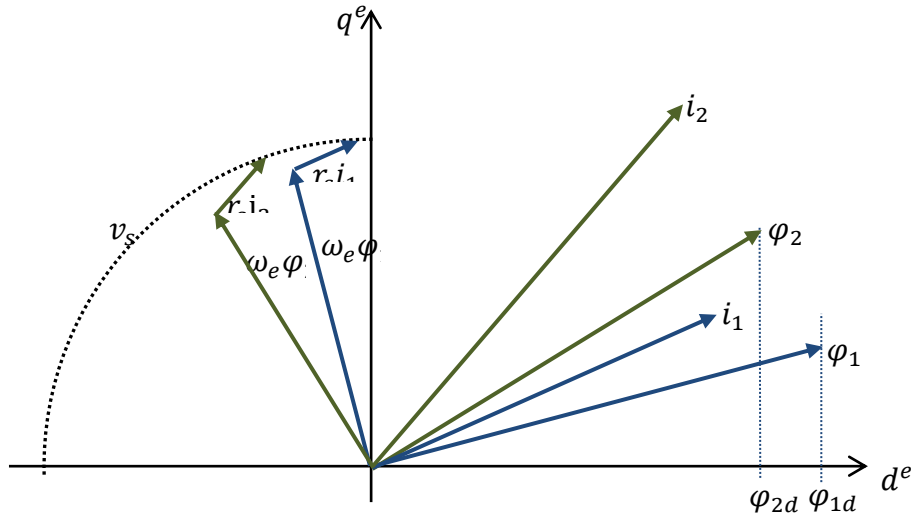


Fig. 4.19 Differenza dello stato di deflussaggio in funzione della richiesta di coppia

In altre parole, il margine dinamico di tensione è la differenza fra la tensione totale di statore nel caso di coppia massima e quella relativa all’effettiva richiesta di coppia.

Riprendendo in esame le equazioni di maglia, valide in condizioni “statiche”, è possibile valutare la tensione totale di statore come somma vettoriale delle due componenti:

$$\begin{aligned} v_{sd}^e &= r_s \cdot i_{sd}^e - \omega_e \cdot \phi_{sq}^e \\ v_{sq}^e &= r_s \cdot i_{sq}^e + \omega_e \cdot \phi_{sd}^e \\ &\Downarrow \\ v_s &= \sqrt{v_{sd}^{e\,2} + v_{sq}^{e\,2}} \end{aligned}$$

e quindi il margine dinamico può essere calcolato come differenza fra due stime della tensione totale di statore valutate per la condizione di coppia massima (e quindi, virtualmente, per una corrente di asse-q pari a $I_{sq_{max_k}}$) e per l’effettiva richiesta di coppia (e quindi per una corrente di asse-q pari al valor misurato).

corrente di asse-q pari al valor massimo) considerando anche l'aumento della frequenza rotorica che consegue all'aumento della coppia erogata. Tale correzione utilizza l'espressione che lega la frequenza rotorica al flusso di rotore ed alla componente di asse-q della corrente statorica riferita nel sistema del flusso di rotore:

$$\omega_r = \frac{L_m}{L_s} \cdot \frac{r_r \cdot i_{sq}^e}{\phi_r}$$

e quindi:

3.a	$\omega_{e_M} = \omega_e + \frac{L_m}{L_s} \cdot \frac{r_r \cdot (I_{sq_{max_k}} - i_q)}{\phi_r}$	Correzione della frequenza fondamentale, riportata al valore che essa dovrebbe assumere nel caso più gravoso (coppia massima motrice)
3.b	$\begin{cases} v_{sd}^e = r_s \cdot i_{sd_k}^e - \omega_{e_M} \cdot \sigma L_{sq} \cdot I_{sq_{max_k}} \\ v_{sq}^e = r_s \cdot I_{sq_{max_k}} + \omega_{e_M} \cdot \phi_{sd_k}^e \end{cases}$	Calcolo delle componenti della tensione di statore nel caso più gravoso (coppia massima motrice)

dove la frequenza fondamentale “corretta” ω_{e_M} è calcolata in base alla “presunta” variazione della corrente di asse-q che sussiste fra la condizione di coppia massima motrice ($I_{sq_{max_k}}$) e la corrente effettivamente richiesta i_q .

4.5.10 Regolazione della corrente di asse-d

Il riferimento di corrente di asse-d è l'uscita di un regolatore proporzionale-integrale il cui errore in ingresso è dato da:

$$v_{err_k} = V_{0_{k-1}} - \text{din} V_{0_{mrk_k}} - v_{s_{k-1}}$$

Come è stato spiegato in precedenza, tale regolatore deve essere saturato nell'intervallo $U_{I_{sd_k}} = [I_{sd_{min_k}}, I_{sd_{max_k}}]$ definito in funzione della tipologia della macchina, della corrente massima di statore e dal valore che il riferimento di asse-d dovrebbe assumere nelle condizioni di “bassa velocità”.

L'implementazione del regolatore è di tipo incrementale recursivo, ossia la stessa forma adottata per i regolatori di tensione, dove, per semplicità, non è stata utilizzata la formulazione di tipo “predittivo”

$$i_{sd_k}^{e*} = K_p \cdot (v_{err_k} - v_{err_{k-1}}) + \frac{T_c}{2} \cdot K_i \cdot (v_{err_k} + v_{err_{k-1}}) + i_{sd_{k-1}}^{e*}$$

In tal caso però è necessario adottare dei provvedimenti al fine di evitare l'innesco di intempestive smagnetizzazioni della macchina; all'aumentare della frequenza fondamentale ω_e la richiesta di tensione di statore tende ad aumentare in conseguenza dell'incremento delle forze elettrodinamiche.

Di conseguenza sarà:

$$v_{s_{k-1}} > v_{s_k}$$

e quindi l'esubero di tensione avrà tendenzialmente un andamento opposto, ossia:

$$v_{err_k} < v_{err_{k-1}}$$

Il regolatore aggiorna, ad ogni ciclo, l'uscita precedente di una quantità pari a:

$$\Delta i_{sd k}^e = K_p \cdot (v_{err_k} - v_{err_{k-1}}) + \frac{T_c}{2} \cdot K_i \cdot (v_{err_k} + v_{err_{k-1}})$$

Molto probabilmente il termine “proporzionale” ha un effetto preponderante rispetto a quello integrale, ossia $K_p \cdot (v_{err_k} - v_{err_{k-1}}) \gg \frac{T_c}{2} \cdot K_i \cdot (v_{err_k} + v_{err_{k-1}})$ e quindi, in via approssimata è possibile porre:

$$\Delta i_{sd k}^e \approx K_p \cdot (v_{err_k} - v_{err_{k-1}})$$

Se la richiesta di tensione non è sufficientemente elevata l'esubero di tensione assumerà dei valori positivi (il cui significato consiste nella non necessità di deflussare la macchina), nonostante ciò la differenza data dal termine $v_{err_k} - v_{err_{k-1}}$ può essere negativa se, come visto in precedenza, la frequenza fondamentale tende ad aumentare, in quanto:

$$v_{err_k} < v_{err_{k-1}} \Rightarrow v_{err_k} - v_{err_{k-1}} < 0$$

Di conseguenza il regolatore tenderà ad aggiornare la propria uscita con dei termini negativi:

$$v_{err_k} < v_{err_{k-1}} \Rightarrow v_{err_k} - v_{err_{k-1}} < 0 \Rightarrow \Delta i_{sd k}^e \approx K_p \cdot (v_{err_k} - v_{err_{k-1}}) < 0$$

e quindi a smagnetizzare la macchina anche quando non vi sia una effettiva necessità. Per evitare questo intervento intempestivo è necessario eseguire un controllo preliminare che consiste nel verificare la necessità di deflussare la macchina (ossia si verifica il segno dell'esubero di tensione) e di metterla in relazione allo stato dell'uscita del regolatore stesso, ossia:

$$\left[\begin{array}{ll} se(v_{err_k} \geq 0) e \left(i_{sd k}^{e*} = I_{sd_{max k}} \right) & \Rightarrow i_{sd k}^{e*} = I_{sd_{max k}} \\ se(v_{err_k} \leq 0) e \left(i_{sd k}^{e*} = I_{sd_{min k}} \right) & \Rightarrow i_{sd k}^{e*} = I_{sd_{min k}} \\ altrimenti & \Rightarrow i_{sd k}^{e*} = K_p \cdot (v_{err_k} - v_{err_{k-1}}) + \frac{T_c}{2} \cdot K_i \cdot (v_{err_k} + v_{err_{k-1}}) + i_{sd k-1}^{e*} \end{array} \right.$$

In tal modo si porta il regolatore a lavorare effettivamente solo se l'esubero di tensione richiederebbe una variazione della corrente di asse-d tale da “rientrare” nei limiti ad essa imposti. Si nota anche che questo accorgimento satura implicitamente l'uscita del regolatore nell'intervallo di “lavoro” definito da $U_{I_{sd k}} = [I_{sd_{min k}}, I_{sd_{max k}}]$.

4.5.11 Gestione del guadagno del regolatore di corrente di asse-d

I coefficienti del regolatore sono tarati in modo da far assumere al sistema una risposta consona alle esigenze previste dall'azionamento (per fare un esempio, un processo di controllo che debba assolvere ad elevate variazioni di velocità dovrà avere un'elevata dinamica nella gestione del deflussaggio, se al contrario si desiderasse una regolazione molto stabile e precisa della coppia sarebbe preferibile tarare i coefficienti del regolatore in modo da fargli assumere un comportamento poco "nervoso").

La soluzione di gestire il flusso totale di statore con una regolazione della sola corrente di asse-d ha l'effetto di rendere il guadagno del suo regolatore dipendente dalle condizioni di funzionamento.

Innanzitutto si può notare che il legame fra flusso e tensione di statore dipende dalla frequenza fondamentale ω_e :

$$v_s \approx \omega_e \cdot \varphi_s$$

in un certo senso la variabile di controllo è la tensione di statore v_s e quindi, volendo gestire lo stato di magnetizzazione (dato dal flusso φ_s), comporta l'introduzione della frequenza ω_e nella catena di controllo.

Valutando la rappresentazione del circuito di statore di asse-d si può vedere che ad una generica variazione della corrente corrisponde, in condizioni stazionarie, una variazione del corrispondente flusso di statore pari a:

$$\Delta \varphi_{sd}^e = L_{sd} \cdot \Delta i_{sd}^e$$

Conseguenza di questa dipendenza di tipo lineare è che la regolazione della corrente di asse-d si presta in modo ottimale alla gestione del flusso per tale asse. Un problema nasce dal fatto che in realtà, la regolazione della corrente di asse-d dovrebbe avere l'obiettivo di gestire il flusso di statore totale, il quale però risente anche della componente di asse-q della corrente di statore (in quanto anch'essa da origine alla corrispondente componente di flusso) e quindi non vi è un legame lineare fra il flusso di statore e la sola corrente di asse-d:

$$\Delta \varphi_s \neq K \cdot \Delta i_{sd}^e$$

Gli accorgimenti proposti nei confronti del calcolo della corrente massima di asse-q non risolvono questa problematica, in quanto è lo stato di magnetizzazione che determina tale limite e non il contrario.

Questi aspetti del controllo del flusso di statore, ossia la presenza della frequenza ω_e nella catena di controllo e la non linearità fra corrente di asse-d e flusso di statore $\Delta \varphi_s \neq K \cdot \Delta i_{sd}^e$, hanno l'effetto di rendere il guadagno totale dell'anello di regolazione della corrente di asse-d variabile in relazione alle condizioni di funzionamento.

Tale legame può essere sintetizzato nei due punti seguenti:

1. ω_e : frequenza fondamentale che lega la variabile di controllo al flusso di statore
2. $\frac{\varphi_s}{\varphi_{sd}^e}$: rapporto fra il flusso di statore e la sua componente di asse-d, per la quale sussiste realmente una relazione di tipo lineare con la corrente di asse-d definita come $\Delta\varphi_{sd}^e = L_{sd} \cdot \Delta i_{sd}^e$

Allo scopo di “normalizzare” il guadagno della catena di controllo dello stato di magnetizzazione è opportuno quindi moltiplicare la variazione Δi_{sdk}^e “proposta” dal regolatore di corrente di asse-d per un coefficiente che permetta di “elidere” le influenze delle condizioni di funzionamento, ossia:

$$i_{sdk}^{e*} = K_{\varphi_{sk}} \cdot \Delta i_{sdk}^e + i_{sdk-1}^{e*}$$

dove:

$$K_{\varphi_{sk}} = \frac{L_{sd}}{|\omega_{ek}|} \cdot \frac{\varphi_{sdk}^e}{\varphi_{sk}}$$

in cui i flussi φ_{sk} e φ_{sdk}^e derivano dalle stime offerte dal modello.

Si può notare come il rapporto $\frac{\varphi_{sdk}^e}{\varphi_{sk}}$ sia sempre minore di uno e che quindi non dia origine a

problemi computazionali; il termine $\frac{L_{sd}}{|\omega_{ek}|}$ può assumere valori estremamente elevati (in teoria può

tendere ad infinito qualora la frequenza fondamentale divenga nulla). Per aggirare tale singolarità è possibile saturare il prodotto $K_{\varphi_{sk}} \cdot \Delta i_{sdk}^e$ all'interno dell'intervallo di regolazione della corrente di asse-d definito in precedenza come $U_{I_{sdk}} = [I_{sd\min k}, I_{sd\max k}]$. Questa saturazione non limita l'efficienza della compensazione del guadagno della catena di controllo in quanto ha realmente effetto solo per ridotti valori di ω_e e quindi in “lontananza” da una effettiva esigenza di deflussaggio.

In sistemi per i quali è richiesta un'elevata dinamica di controllo della coppia e/o delle correnti i regolatori di tensione devono essere tarati con guadagni molto elevati. Il regolatore di corrente di asse-d è inserito in un anello di controllo che comprende anche la parte relativa alla regolazione della tensione di asse-d in funzione del riferimento e della corrente misurata per tale asse. Se il relativo regolatore di tensione è settato con un guadagno molto elevato porta ad aumentare anche il guadagno globale della catena per la gestione della corrente di asse-d. Di conseguenza la risposta in catena chiusa può avere un comportamento molto “nervoso”, che porta ad amplificare un eventuale rumore di misura o ad innescare oscillazioni nel caso in cui vi sia una “supplementare” regolazione della corrente di asse-d, dovuta, per esempio, ad algoritmi di controllo che tendono a migliorare il rendimento della macchina. Per smorzare questi fenomeni parassiti è consigliabile sottoporre

l'esubero in tensione ad un filtro passa-basso, in modo da attenuare le componenti ad alta frequenza di questa grandezza:

$$v_{err} = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \cdot (V_0 - \text{din}V_{0mrg} - v_s)$$

Generalmente, è sufficiente porre la costante di tempo del filtro pari a qualche millisecondo, valori eccessivamente elevati introdurrebbero una sorta di “ritardo” nella variabile di controllo del regolatore di corrente di asse-d che potrebbe portare a delle risposte di tipo oscillante.

4.5.12 Calcolo della coppia massima nel controllo ad orientamento di campo

La prima operazione che questa sezione del controllo dovrà effettuare è il calcolo della costante di coppia:

$$K_{T_k} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{r_k} + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sdk}^{e*} \right)$$

effettuato utilizzando due grandezze:

1. φ_{r_k} : modulo del flusso di rotore, generato dal modello della macchina
2. i_{sdk}^{e*} : corrente di riferimento di asse-d, generata nella gestione dello stato di magnetizzazione

Una soluzione al compito di questo blocco potrebbe essere quella di utilizzare la relazione seguente:

$$T_{\max_k} = K_{T_k} \cdot I_{sq_{\max_k}}$$

nella quale il valor massimo per la componente di asse-q della corrente di statore è il risultato della gestione dello stato di magnetizzazione della macchina. In realtà, per rendere T_{\max_k} più coerente con le possibilità dell'azionamento è necessario tener conto di come il valore di $I_{sq_{\max_k}}$ possa variare in funzione del tempo. Nel caso di una forte accelerazione il valor massimo per la corrente di asse-q potrebbe aumentare. Infatti, ad una forte accelerazione corrisponderebbe un repentino aumento della frequenza fondamentale ω_{e_k} ed la possibilità di dover smagnetizzare la macchina che, per alcune tipologie, può comportare un aumento del valor massimo della corrente di asse-q. In ogni caso, non è dato sapere come l'applicazione gestisca il valor massimo della corrente di statore e quindi è doveroso prendere in considerazione l'eventualità di un aumento di tale limite che si rifletterebbe anche sul valor massimo della componente di asse-q. Nel caso in cui l'applicazione richieda tutta la coppia disponibile il riferimento di corrente di asse-q corrisponderebbe a $I_{sq_{\max_k}}$ e quindi, nel caso in cui tale grandezza dovesse aumentare, la regolazione della tensione reagirebbe con una maggior richiesta di tensione per l'asse-q allo scopo di aumentare la corrispondente corrente di macchina. Come si è visto, nella gestione delle tensioni di riferimento, si privilegia la tensione di asse-d in modo di assecondare al meglio lo stato di magnetizzazione. Di conseguenza,

la richiesta di tensione per l'asse-d limita quello che può essere imposto all'asse-q in quanto la tensione totale di statore deve rispettare il vincolo dato da $V_{s_{max}}$ e quindi, data una certa richiesta di tensione di asse-d e un determinato valor massimo per la tensione di statore, dovrà essere:

$$v_{sq}^{e*} \leq V_{sq_{max}} = \sqrt{V_{s_{max}}^2 - v_{sd}^{e*2}}$$

Di conseguenza, partendo da una tensione pari a v_{sq}^{e*} la gestione per l'asse-q può incrementarne il valore di una quantità (definita tensione di manovra) pari a:

$$\Delta v_{sq}^e = V_{sq_{max}} - v_{sq}^{e*} = \sqrt{V_{s_{max}}^2 - v_{sd}^{e*2}} - v_{sq}^{e*}$$

La figura seguente mostra il diagramma vettoriale relativo al significato della tensione di manovra, che rappresenta l'avanzo di tensione che il regolatore di asse-q (ossia quello preposto al controllo della corrente relativa e quindi alla coppia) ha a disposizione per “cambiare” il valore della corrente nel medesimo asse. Data la natura ohmico-induttiva del carico sul quale tale regolatore deve agire, la dinamica della corrente di asse-q risente notevolmente della quantità di tensione che è possibile utilizzare per imprimere eventuali variazioni a tale corrente:

- il valore finale della tensione che è necessario ad ottenere un determinato valore di corrente dipende solamente dal valore della resistenza del circuito equivalente di asse-q (si ricordi che a causa del disaccoppiamento degli assi i regolatori di tensione non devono compensare l'effetto delle forze elettromotrici)
- la dinamica di cambiamento del valore della corrente di asse-q è in relazione diretta alla tensione che può essere utilizzata per incrementare l'ampiezza dei transitori del primo ordine che caratterizzano il circuito equivalente di asse-q

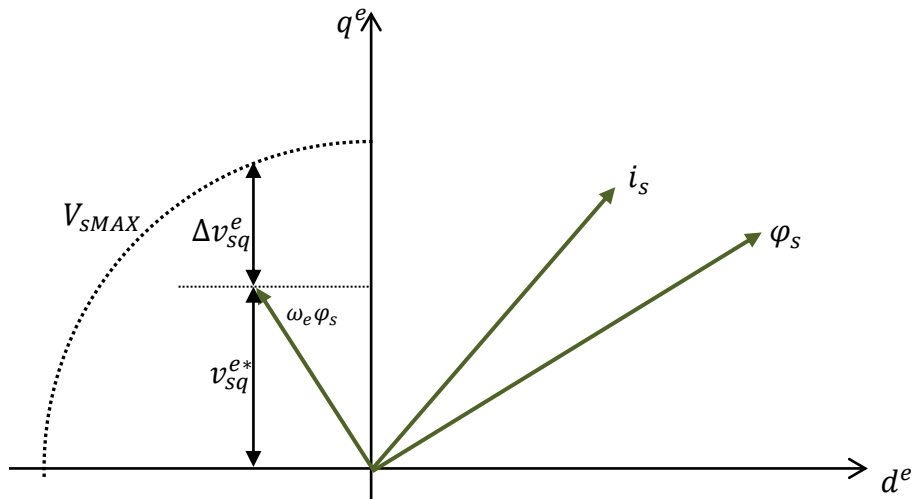


Fig. 4.21 Tensione di asse-q di manovra

Tale intervallo di tensione rappresenta un vincolo nei confronti della possibilità di variare la corrente di asse-q. Infatti, ricorrendo alla modellizzazione del circuito di asse-q introdotta in

precedenza, è possibile dimostrare che, in un ciclo di controllo, ad una tensione pari a Δv_{sq}^e può corrispondere una variazione massima di corrente pari a:

$$\Delta i_{sq}^e = \frac{1 - e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}}}{r_s} \cdot \Delta v_{sq}^e$$

che è l'esito di un transitorio di corrente, nel circuito equivalente ohmico-induttivo di asse-q, imposto da una tensione Δv_{sq}^e per un tempo pari a T_c ed a partire da una condizione iniziale di corrente nulla.

La gestione della coppia massima è quindi predisposta per limitare le variazioni positive di tale limite effettuando un controllo sulla dinamica del valor massimo della corrente di asse-q e avvalendosi quindi del seguente algoritmo nel quale Δv_{sq}^e , Δi_{sq}^e e i_q sono variabili ausiliarie:

1	$K_{T_k} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left(\frac{L_{md}^{r \rightarrow s}}{L_{rd}} \cdot \varphi_{r_k} + (\sigma L_{sd} - \sigma L_{sq}) \cdot i_{sd_k}^{e*} \right)$
2	$V_{sq_{\max_k}} = \sqrt{V_{sq_{\max_{k-1}}}^2 - v_{sd_{k-1}}^{e*2}}$
3	$\Delta v_{sq}^e = V_{sq_{\max_k}} - \left v_{sq_{k-1}}^{e*} \right \left(\Delta v_{sq}^e \geq 0 \right)$
4	$\Delta i_{sq}^e = \frac{1 - e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}}}{r_s} \cdot \Delta v_{sq}^e$
5	$\begin{cases} I_{sq_{\max_k}} > I_{sq_{\max_{k-1}}} & \Rightarrow i_q = I_{sq_{\max_{k-1}}} + \Delta i_{sq}^e \left(i_q \leq I_{sq_{\max_k}} \right) \\ I_{sq_{\max_k}} \leq I_{sq_{\max_{k-1}}} & \Rightarrow i_q = I_{sq_{\max_k}} \end{cases}$
6	$T_{\max_k} = K_{T_k} \cdot i_q$

Si propongono ora alcune osservazioni:

- nel calcolo di Δv_{sq}^e ci si è posti nella condizione peggiore, ossia quella in cui la precedente richiesta di tensione di asse-q $v_{sq_{k-1}}^{e*}$ sia in opposizione al valore massimo disponibile per tale asse, dato da $V_{sq_{\max_k}} = \sqrt{V_{sq_{\max_{k-1}}}^2 - v_{sd_{k-1}}^{e*2}}$
- nel calcolo della tensione di manovra Δv_{sq}^e si utilizzano le tensioni derivanti dal ciclo di controllo precedente, quindi in accordo con la struttura generale del controllo e con le argomentazioni fino ad ora esposte

4.4.13 Calcolo della corrente di riferimento di asse-q nel controllo ad orientamento di campo

Per il calcolo della corrente di riferimento si fa uso della formula seguente:

$$i_{sqk}^{e*} = \frac{T_k^*}{K_{T_k}}$$

nella quale la costante di coppia K_{T_k} è la stessa che è stata definita nel blocco precedente.

Anche in questo caso è stato definito un meccanismo di limitazione della dinamica della corrente di asse-q, non tanto con l'obiettivo di fornire verso l'esterno una stima adeguata delle possibilità della macchina (il riferimento di corrente di asse-q, diversamente della coppia massima, è una grandezza "interna" al controllo), ma piuttosto con l'intento di favorire la regolazione di tensione evitando di chiedere dinamiche di corrente che difficilmente possano essere soddisfatte. Anche se questo accorgimento sembra essere in contrasto con l'obiettivo di ottenere un controllo con elevate prestazioni di coppia, l'evitare di chiedere al processo di regolazione della tensione qualcosa che, in realtà, non può essere dato, evita o riduce inutili esuberi di tensione che comporterebbero una inopportuna smagnetizzazione della macchina. In tal modo è agevolato il controllo della coppia in quanto, sia un deflussaggio indesiderato, sia il processo di saturazione delle tensioni, comportano una riduzione delle prestazioni di coppia.

In questo è considerato anche il segno della variazione del riferimento di corrente di asse-q "richiesto" (ossia quello determinato direttamente dal riferimento di coppia); infatti tale segno potrebbe coincidere con quello della tensione di asse-q richiesta (soprattutto se i regolatori impongono un'elevata dinamica o se la variazione della corrente richiesta è molto grande) e quindi costituisce un discriminante per il calcolo della tensione di manovra disponibile. Per fare un esempio, si consideri una macchina che abbia una velocità positiva, di conseguenza anche il riferimento di tensione v_{sq}^{e*} sarà maggiore di zero. Se la richiesta di coppia dovesse aumentare sarebbe necessario incrementare anche il relativo valore del riferimento di corrente di asse-q e quindi il regolatore di tensione avrebbe effettivamente un margine corrispondente a $\Delta v_{sq}^e = V_{sq_{max}} - v_{sq}^{e*}$. Al contrario, se la coppia richiesta dovesse diminuire, il processo di regolazione tenderebbe a richiedere tensioni decrescenti se non addirittura negative, in tal caso quindi, il valor massimo per la variazione di tensione sarebbe pari a $\Delta v_{sq}^e = V_{sq_{max}} + v_{sq}^{e*}$, ossia un valore che può essere notevolmente superiore rispetto al caso precedente e in grado perciò di permettere una maggior dinamica di coppia.

Il processo di generazione del riferimento di corrente di asse-q segue il seguente algoritmo:

1	$i_q = \frac{T_k^*}{K_{T_k}}$
2	$\begin{cases} i_q \geq i_{sqk-1}^{e*} \Rightarrow \Delta v_{sq}^e = V_{sq_{max_k}} - v_{sqk-1}^{e*} \quad (\Delta v_{sq}^e \geq 0) \\ i_q < i_{sqk-1}^{e*} \Rightarrow \Delta v_{sq}^e = V_{sq_{max_k}} + v_{sqk-1}^{e*} \end{cases}$

3	$\Delta i_{sq}^e = \frac{1 - e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}}}{r_s} \cdot \Delta v_{sq}^e$
4	$\begin{cases} i_q \geq i_{sqk-1}^* \Rightarrow i_{sqk}^e = i_{sqk-1}^* + \Delta i_{sq}^e \left(i_{sqk}^e \leq i_q \right) \\ i_q < i_{sqk-1}^* \Rightarrow i_{sqk}^e = i_{sqk-1}^* - \Delta i_{sq}^e \left(i_{sqk}^e \geq i_q \right) \end{cases}$

Da notare che K_{T_k} e $V_{sq_{\max k}}$ assumono gli stessi valori calcolati durante l'algoritmo per la generazione della coppia massima ed è quindi possibile “risparmiare” il loro calcolo.

Si vuol ora riprendere in considerazione la modalità con la quale viene calcolata la variazione del riferimento di corrente di asse-q in funzione della tensione di manovra:

$$\Delta i_{sq}^e = \frac{1 - e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}}}{r_s} \cdot \Delta v_{sq}^e$$

che appunto è l'esito di un transitorio ottenuto in un carico ohmico-induttivo $(r_s, \sigma L_{sq})$ mediante l'imposizione di una tensione pari a Δv_{sq}^e per un tempo T_c . Tale risultato deriva dall'equazione generale:

$$i_{sq}(T_c) = \frac{1 - e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}}}{r_s} \cdot \Delta v_{sq}^e + e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}} \cdot I_{sq0}$$

nella quale I_{sq0} è il valore iniziale della corrente. Volendo valutare la differenza di corrente ottenuta al termine del transitorio è necessario porre:

$$\Delta i_{sq}^e = i_{sq}(T_c) - I_{sq0} = \frac{1 - e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}}}{r_s} \cdot \Delta v_{sq}^e + \left(e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}} - 1 \right) \cdot I_{sq0}$$

e quindi, essendo:

$$\left(e^{-T_c \cdot \frac{r_s}{\sigma L_{sq}}} - 1 \right) < 0$$

il valor massimo per Δi_{sq}^e (si ricordi che Δv_{sq}^e è calcolata in modo da essere maggiore-uguale a zero) lo si ottiene per $I_{sq0} = 0$, ossia per delle condizioni iniziali che prevedano una corrente nulla. Questa soluzione “semplificata” per il calcolo della variazione massima per la corrente di asse-q comporta quindi il non considerare lo stato effettivo del riferimento iniziale di corrente ed è stata adottata per alleggerire i calcoli necessari al controllo macchina. Si potrebbe comunque proporre un

algoritmo più completo, che quindi valuti anche il valore iniziale I_{sq_0} ed il segno della tensione di manovra Δv_{sq}^e .

In **Appendice 1** si potranno trovare i diagrammi a blocchi del sistema di controllo proposto.

PROVE SPERIMENTALI

Per le prove oggetto di questo lavoro è stato utilizzato un inverter, progettato e realizzato all'interno del Laboratorio di Macchine ed Azionamenti Elettrici della Facoltà di Ingegneria dell'Università di Bologna, le cui caratteristiche saranno descritte in questo capitolo.

P.S.1 SPECIFICHE DELL'INVERTER

Tensione nominale bus dc	115 V
Corrente di output nominale	150 Arms
Corrente di output di picco	400 Arms
Potenza nominale output	10 kW
Potenza massima output	45 kW
Alimentazione ausiliaria isolata	12V (400W)
Temperatura di funzionamento	-20,65 °C
Dimensioni (WxLxH)	315x265x120 mm



Fig. P.S.1 Inverter

Questo tipo di convertitore statico è composto da 3 schede:

1. scheda di potenza, dove sono presenti i MOSFET che realizzano l'inverter vero e proprio
2. scheda driver
3. scheda di controllo sulla quale è posto il microprocessore (DSP) in grado di gestire un elevato numero di segnali attraverso i quali sarà possibile controllare il dispositivo durante il funzionamento

P.S.2 SCHEDA DI POTENZA

Sulla scheda di potenza sono saldati gli interruttori che realizzano l'inverter.

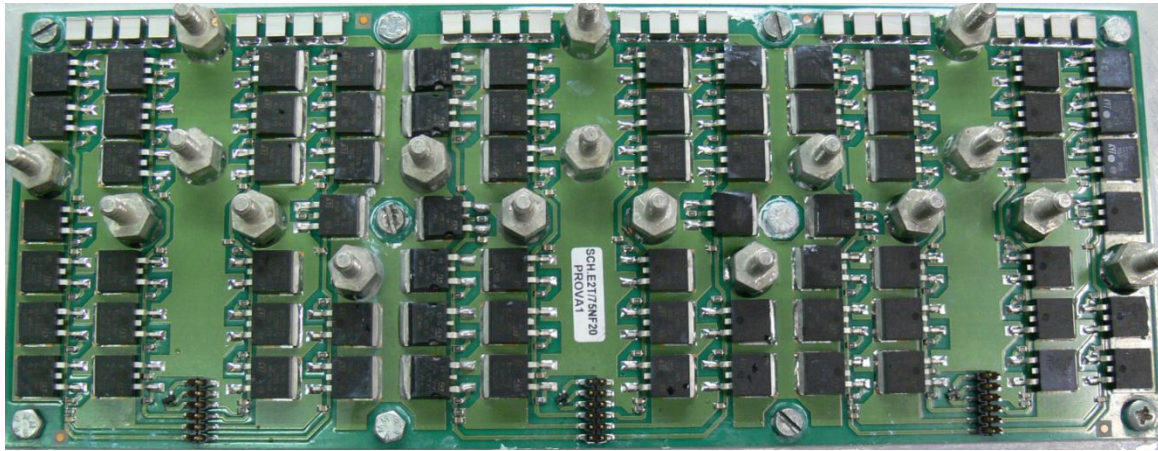


Fig. P.S.2 Scheda di potenza

Ciascun interruttore è formato da 6 MOSFET (IRF S4321) collegati in parallelo. Facendo riferimento alla figura 1.2, la prima colonna di MOSFET partendo da sinistra, formata da 6 elementi connessi in parallelo, costituisce il semi-interruttore alto della fase 1, mentre la seconda colonna costituisce il semi-interruttore basso della stessa fase. In maniera del tutto speculare terza e quarta colonna di interruttori rappresentano rispettivamente metà dell'interruttore basso della fase 1 e metà dell'interruttore alto della fase 1. Continuando da sinistra verso destra si incontrano in successione gli interruttori del ramo di fase 2 e quelli di fase 3 suddivisi in semi-interruttori secondo la stessa logica vista per l'interruttore di fase 1.

I MOSFET di potenza sono dei dispositivi controllati in tensione (al contrario dei BJT, controllati in corrente) e richiedono solo una piccola corrente in ingresso. La velocità di commutazione è molto alta e il tempo di commutazione è dell'ordine dei nanosecondi. Esistono due tipi di MOSFET, MOSFET a svuotamento e MOSFET ad arricchimento. Poiché un MOSFET a svuotamento è in conduzione quando la tensione sul gate è nulla, mentre un MOSFET ad arricchimento è interdetto quando la tensione sul gate è nulla, i MOSFET ad arricchimento vengono usati generalmente, come anche per la realizzazione di questo inverter, come interruttori nei circuiti elettronici di potenza.

P.S.3 SCHEDA DRIVER

Sulla scheda driver sono presenti 2 degli elementi fondamentali dell'inverter:

1. Bus dc
2. Flyback

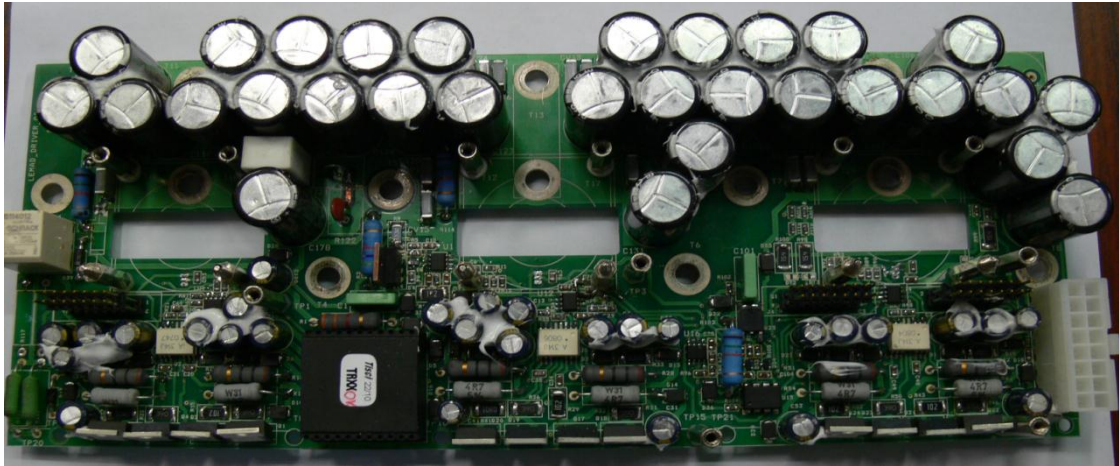


Fig. P.S.3 Scheda driver

I condensatori di Bus dc sono 30 di tipo elettrolitico da 220 μ F (160V).

Dei condensatori rapidi through hole di capacit  inferiore, che servono per limitare le sovratensioni, e delle resistenze ceramiche through hole di scarica, sono inoltre saldate sulla scheda.

Il flyback   un convertitore statico DC/DC caratterizzato un'unica alimentazione e pi  uscite separate elettricamente fra loro a diverse tensioni controllate in stabilit  che andranno ad alimentare la scheda driver e quella di controllo.



Fig. P.S.4 Flyback

La scheda driver poggia su quella di potenza facendo coincidere le i fori su questa realizzati con le filettature delle torrette saldate sulla scheda di potenza e viene fissata attraverso un sistema di viti e distanziali filettati. Oltre ai circuiti e ai componenti gi  introdotti, su di essa sono presenti il circuito

di adattamento per la trasmissione CAN-BUS, il circuito di controllo dei MOSFET, una parte dei circuiti di misura e il circuito di pilotaggio della bobina del teleruttore.

Sempre sulla stessa scheda è presente il circuito di precarica che è in grado di precaricare il BUS DC anche quando inizialmente il teleruttore generale è aperto. I condensatori del bus DC sono infatti in principio scarichi, per cui equivalgono ad un corto circuito. Il circuito di precarica è quindi indispensabile al fine di limitare la corrente di inserzione. Grazie a questa limitazione è possibile ottenere 3 benefici:

1. non superare il picco di corrente consentito dai condensatori,
2. limitare l'ampiezza delle armoniche associate alla corrente di inserzione e quindi dei disturbi immessi in rete,
3. evitare l'intervento intempestivo dei dispositivi di protezione di massima corrente

P.S.4 SCHEDA DI CONTROLLO

La scheda di controllo necessita di un'alimentazione (18V) che proviene dalla scheda driver. Un primo stadio di switching è realizzato tramite un buck che permette di passare da 18 a 5V. L'uscita di questo convertitore va ad alimentare direttamente numerosi dispositivi montati sulla scheda quali sensori di corrente, ricevitori differenziali e operazionali. A valle del buck è installato un doppio alimentatore lineare in grado di produrre in uscita due differenti tensioni (3,3 e 1,9V) necessarie al funzionamento del microcontrollore DSP. Quest'ultimo dispositivo, che rappresenta l'elemento principale della scheda di controllo, necessita infatti per avviarsi di una sequenza precisa di alimentazioni a tensioni diverse fornite appunto dal doppio alimentatore. La tensione di 1,9V è necessaria per il funzionamento del CORE del microprocessore mentre i 3,3V rappresentano la tensione associata alle periferiche d'uscita. Attraverso il DSP è possibile controllare 12 segnali PWM, e quindi 2 inverter, gestire una porta CAN-BUS e una porta seriale veloce (SPI), che permette il collegamento con una EEPROM esterna, controllare diversi segnali di tipo analogico, necessari per la lettura di correnti, tensioni e temperature, e comandare una CAPTURE UNIT in grado di leggere il segnale proveniente da un encoder.



Fig. P.S.5 Scheda di controllo

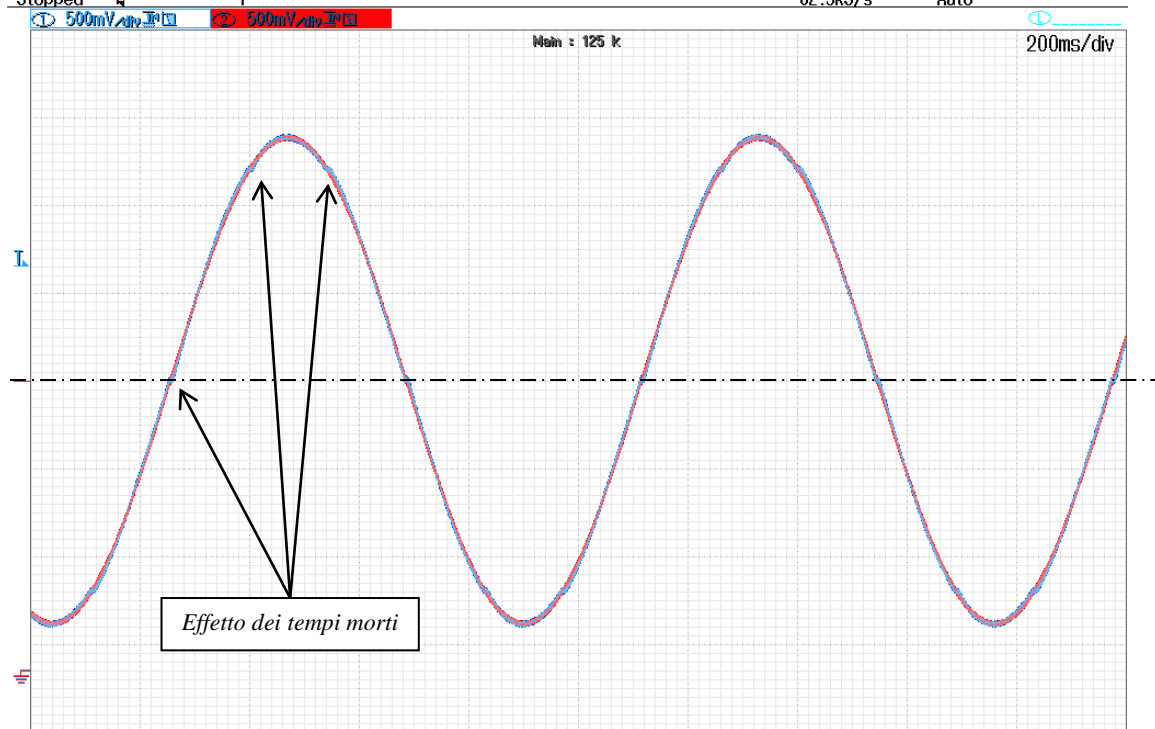
Altri componenti montati sulla scheda di controllo sono dei trasmettitori differenziali, un oscillatore a 30MHz ed una porta seriale veloce da interfacciare con un DAC.

P.S.5 TEST

29/11/2011		Induction Machine		IM	
Effetto dei tempi morti dell'inverter					
MACHINE PARAMETER					
parametro	simbolo	modello	macchina	um	
stator resistance	r _s	10.88	10.88	mΩ	
rotor resistance	r _r	4.872	4.872	mΩ	
d-axis stator inductance	L _{sd}	1.186	1.186	mH	
q-axis stator inductance	L _{sq}	/	/	mH	
d-axis magnetizing inductance	L _{md}	1.139	1.139	mH	
q-axis magnetizing inductance	L _{mq}	/	/	mH	
Excitation flux	φ _e	/	/	Wb	
Pole pair	p	2	2	/	
SR _{ratio}	SR _{ratio}	/	/	/	
G _n V _s C _{mp}	G _n V _s C _{mp}	2	2	p.u.	
V _s C _{mp} M _x	V _s C _{mp} M _x	10	10	V	
P _{os} S _{ns} M _{od}	P _{os} S _{ns} M _{od}	Sensor	Sensor	/	
S _{lv} L _{oop}	S _{lv} L _{oop}	10	10	/	
FOC REGULATORS & PARAMETERS					
SETTINGS					
Magnetizing current	I _{mag}	75.95	A _{RMS}		
Margine tensione.	V _{0mrg}	2	V		
Margine tensione p.u.	V _{0mrg} M _x	0.9	pu		
Margine tensione dinamico	D _{inV0}	1	pu		
Start Time	StartTm	0.730	s		
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms		
CURRENT REGULATOR					
d-axis current regulator, type	Vsd _{Type}	predct	/		
d-axis current regulator, loop	Vsd _{loop}	4	/		
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV _{sd}	10	p.u.		
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV _{sd}	0.8	p.u.		
q-axis current regulator, type	Vsq _{Type}	predct	/		
q-axis current regulator, loop	Vsq _{loop}	4	/		
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV _{sq}	12	p.u.		
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV _{sq}	0.9	p.u.		
FLUX WEAKENING REGULATOR					
Proportional coeff.	KPreg	1.41	p.u.		
Integrative coeff.	KIreg	1.50	p.u.		
DEAD TIME COMPENSATION					
DdTmOn	DdTmOn	0.0	μs		
DdTmOff	DdTmOff	0.0	μs		
Izero	Izero	0	A		
INVERTER COMPENSATION					
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs		
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs		
Tmrise	Tmrise	0.6	μs		
TmFall	TmFall	0.6	μs		
Rt	Rt	2.8	mΩ		
Vot	Vot	0.0	V		
Rd	Rd	2.083	mΩ		
Vod	Vod	0.6	V		
TEST CONDITION					
<ul style="list-style-type: none">• Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo)• Coppia massima• Prima immagine ottenuta annullando la compensazione dei tempi morti• Seconda immagine zoom della prima					
SIGNAL					
• Red line:	i _a reference	[87.6 A/div]			
• Blu line:	i _a measured	[87.6 A/div]			

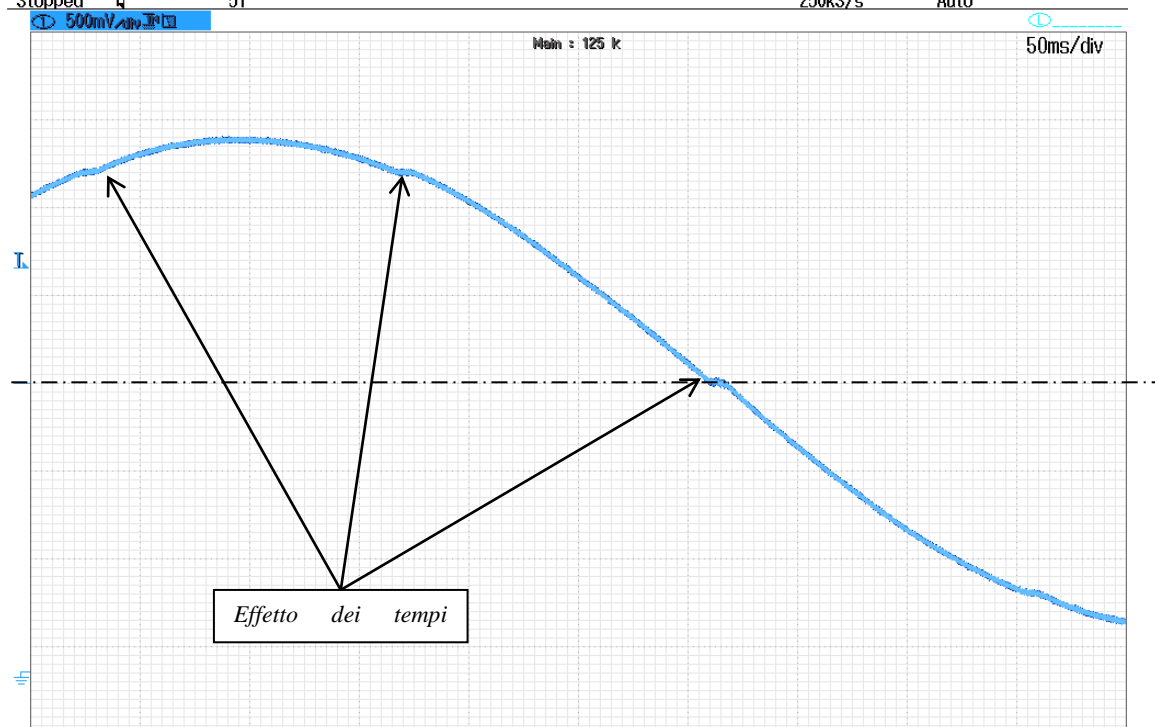
YOKOGAWA 27/02/2012 14:23:05
Stopped 1

NormHi-Res 62.5kS/s Edge CH1 F Auto

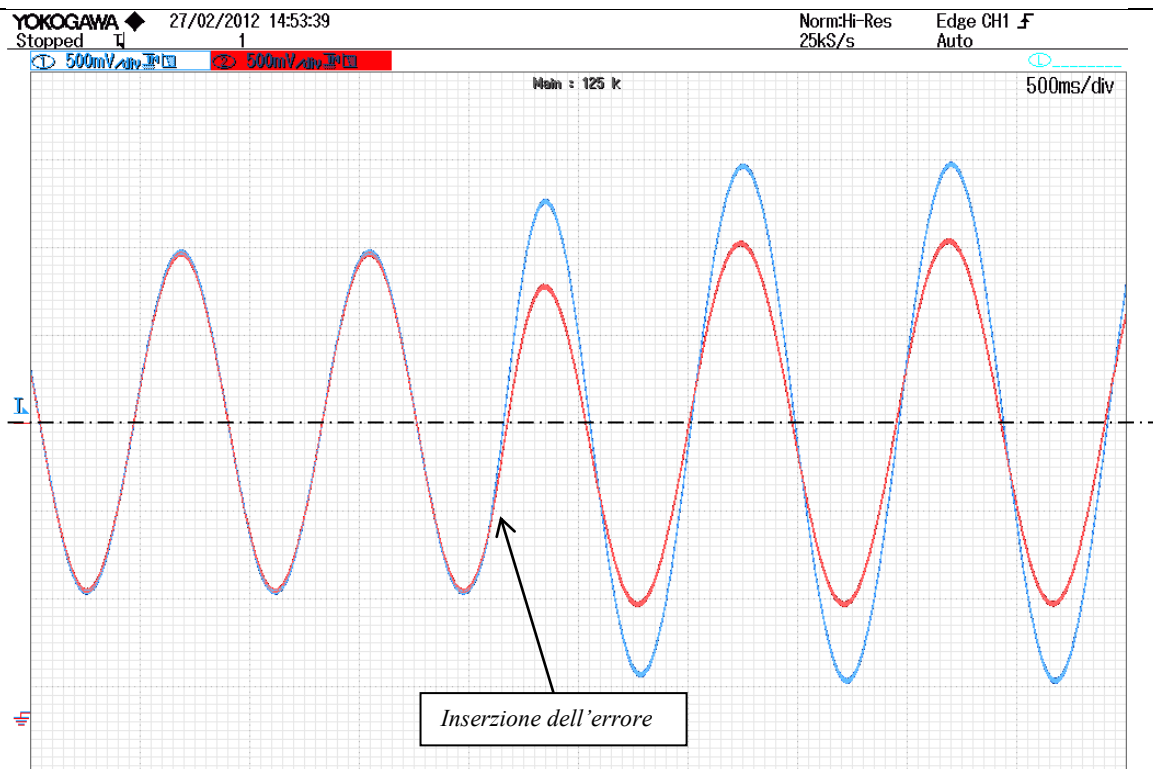
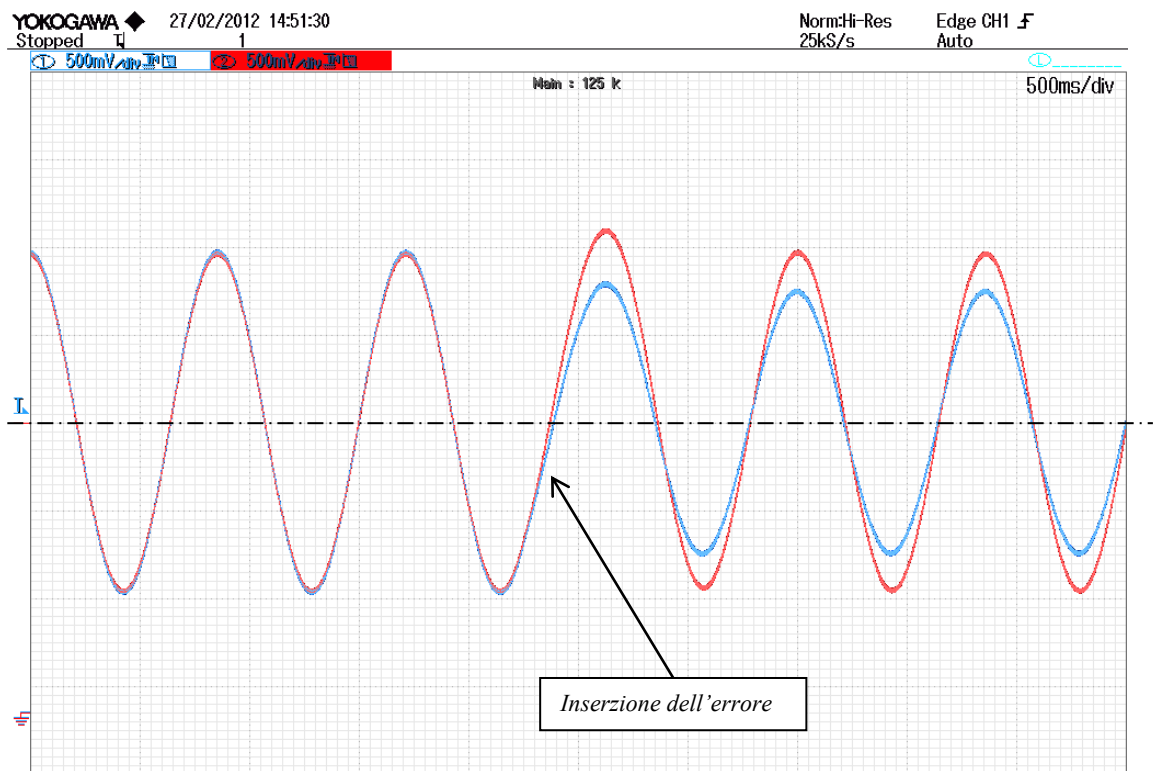


YOKOGAWA 27/02/2012 14:42:18
Stopped 51

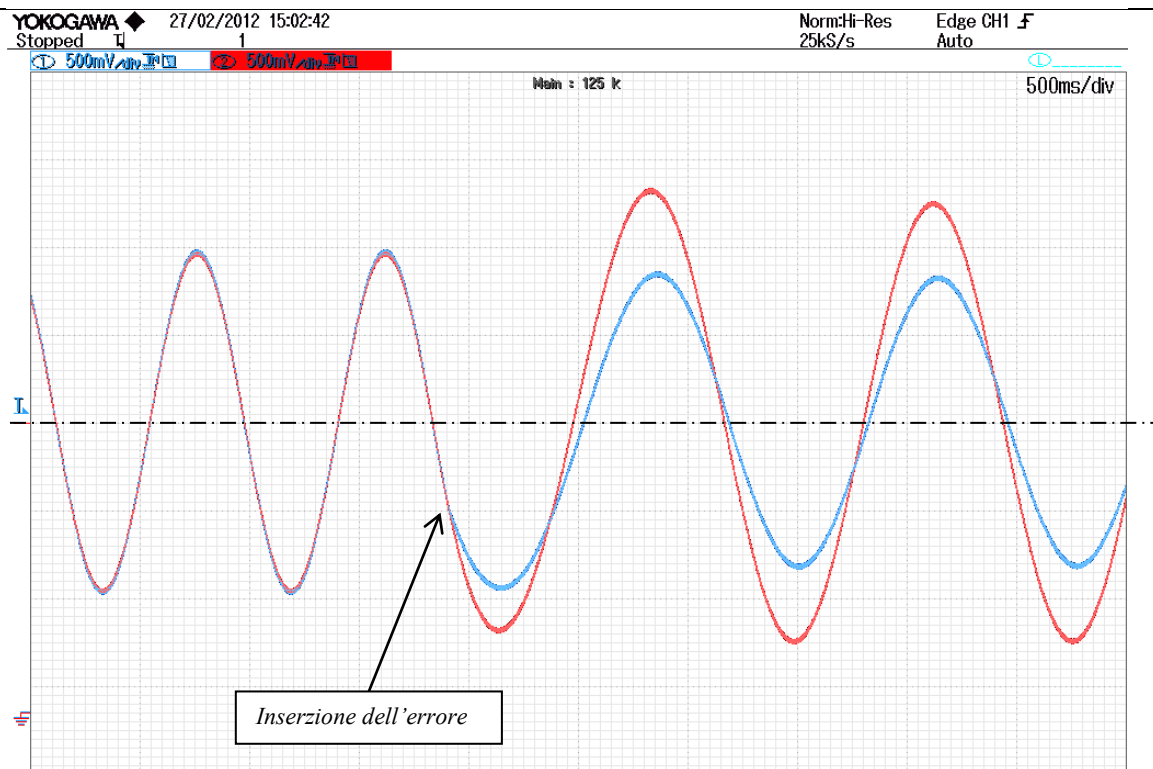
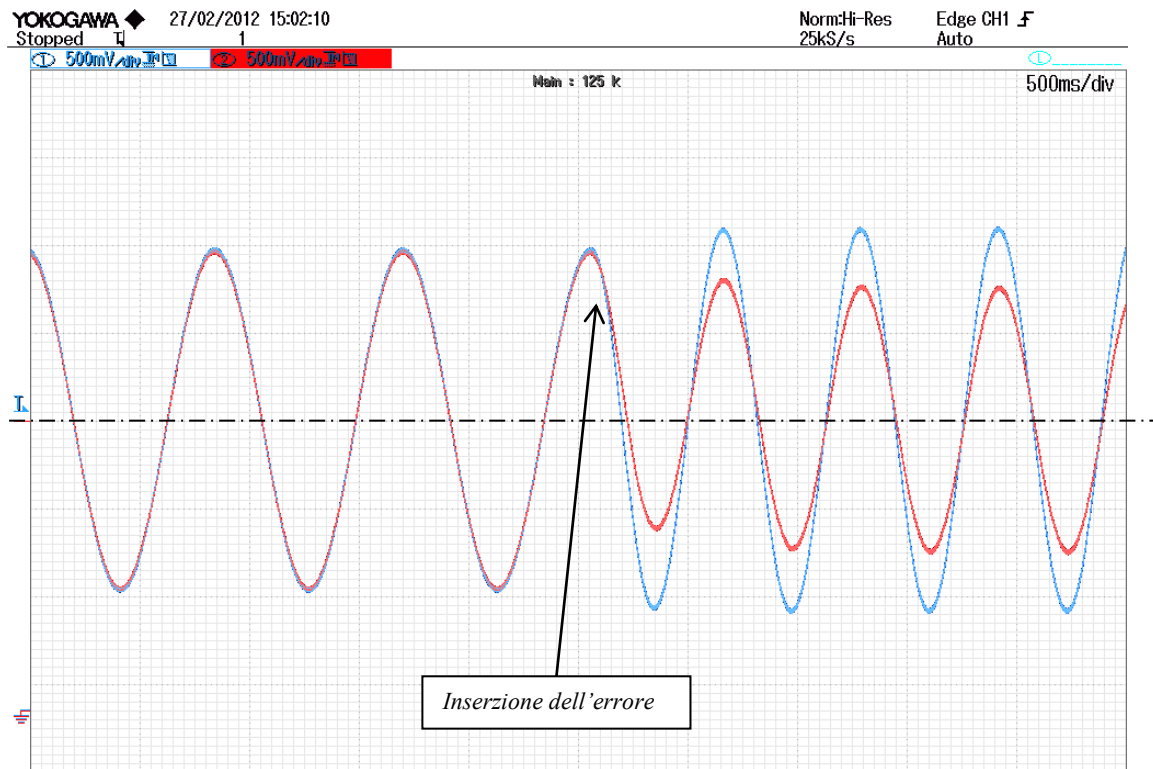
NormHi-Res 250kS/s Edge CH1 F Auto



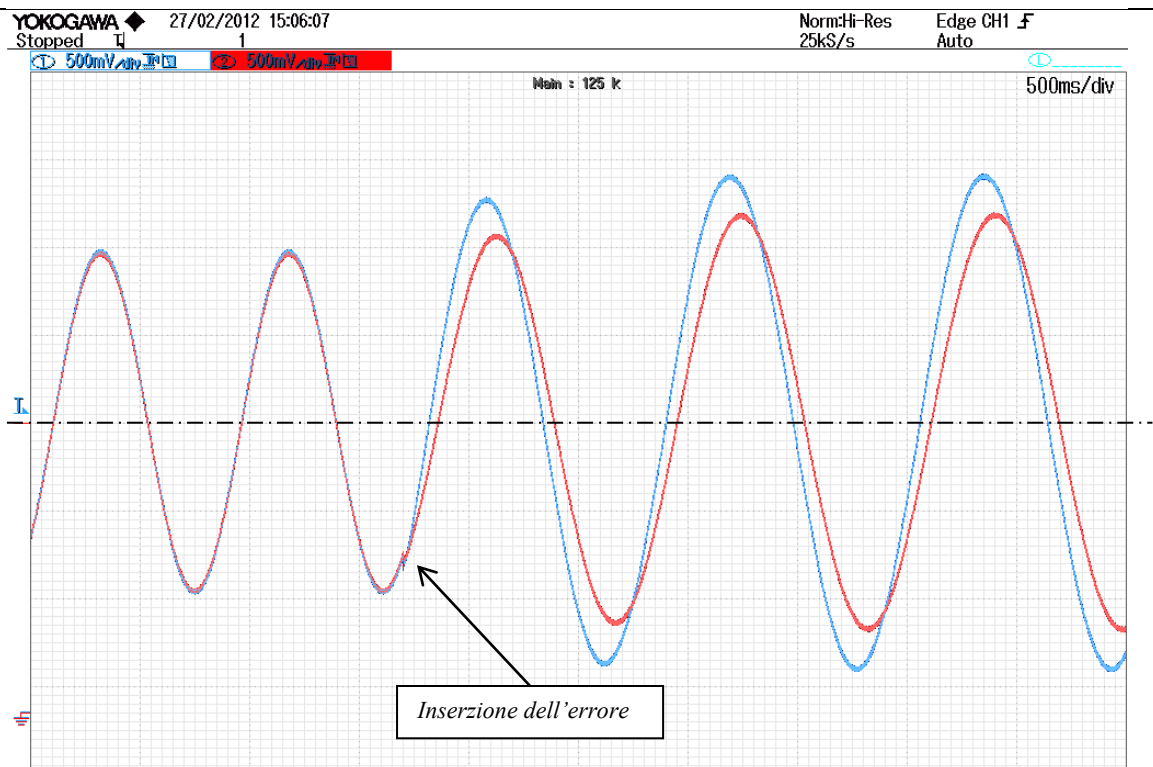
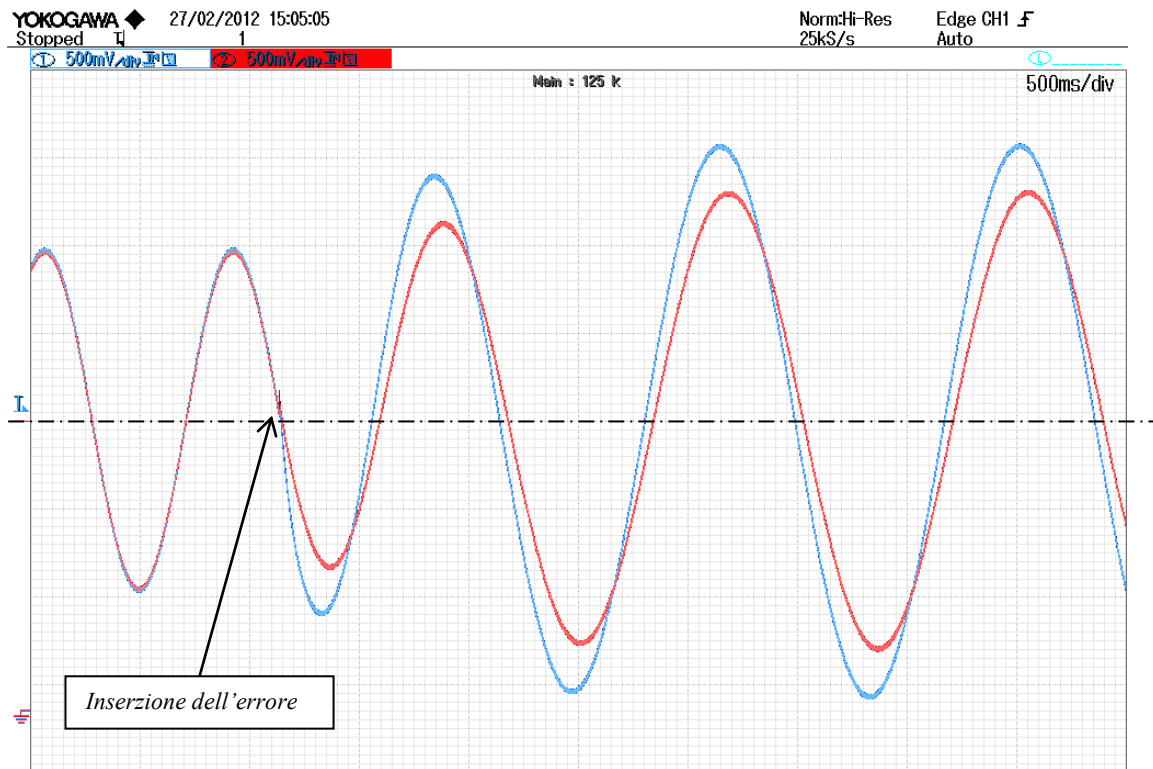
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto dell'errore di resistenza statorica nella stima dei flussi				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88±40%	10.88	mΩ
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	mΩ
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	mΩ	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	mΩ	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo) Coppia massima Prima immagine $r_s + 40\%$ Seconda immagine $r_s - 40\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Red line: f_{sd} reference [0.0740 Wb/div] Blu line: f_{ad} estimated [0.0740 Wb/div] 				



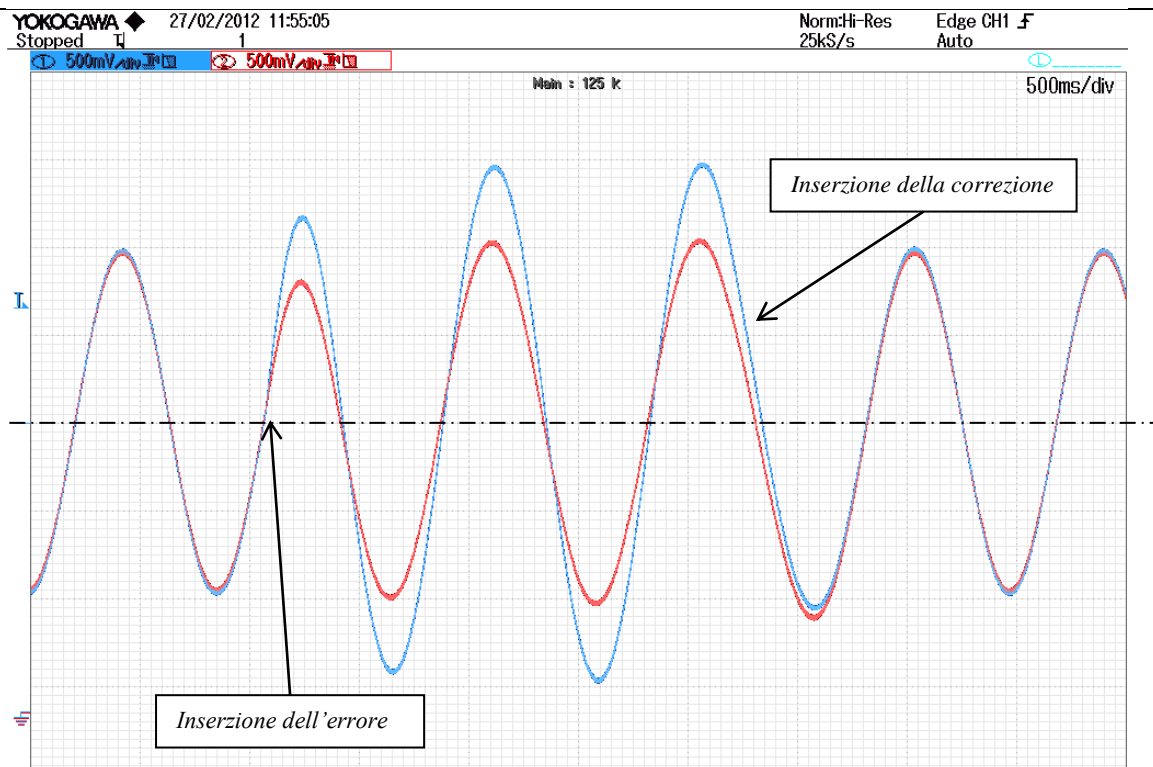
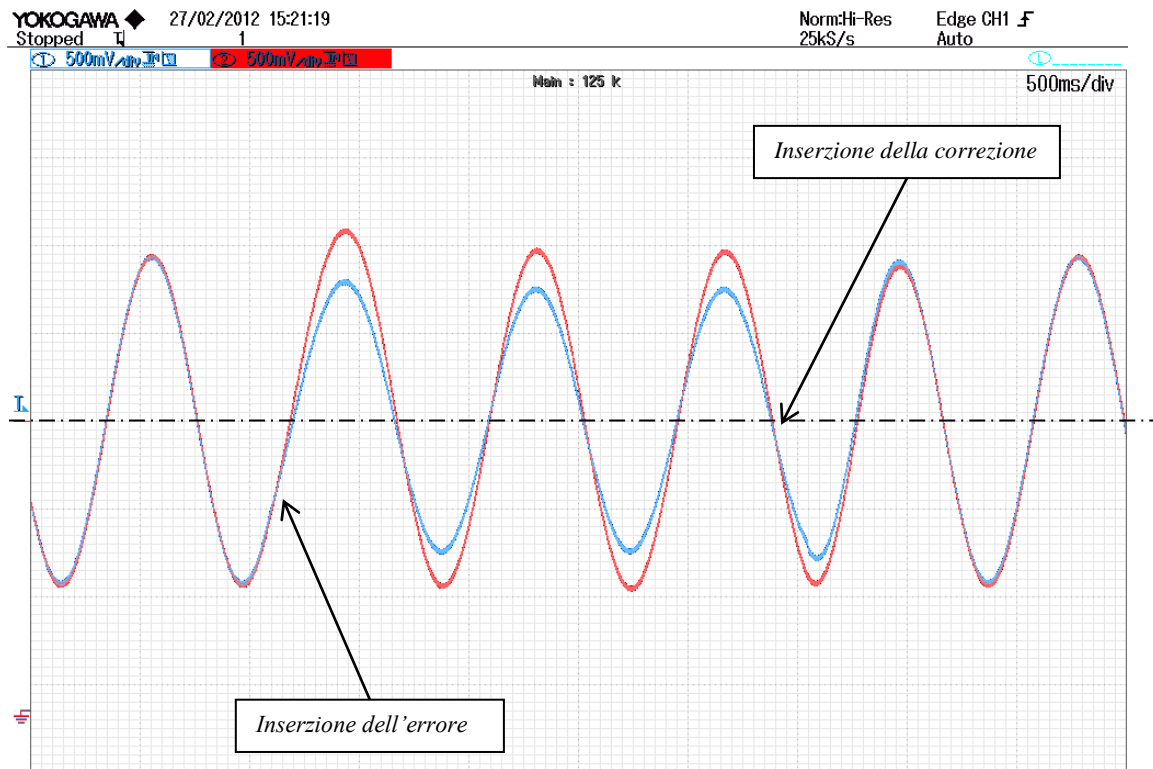
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto dell'errore di resistenza rotorica nella stima dei flussi				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872±40%	4.872	mΩ
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> • Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo) • Coppia massima • Prima immagine $r_r + 40\%$ • Seconda immagine $r_r - 40\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> • Red line: f_{sd} reference [0.0740 Wb/div] • Blu line: f_{ad} estimated [0.0740 Wb/div] 				



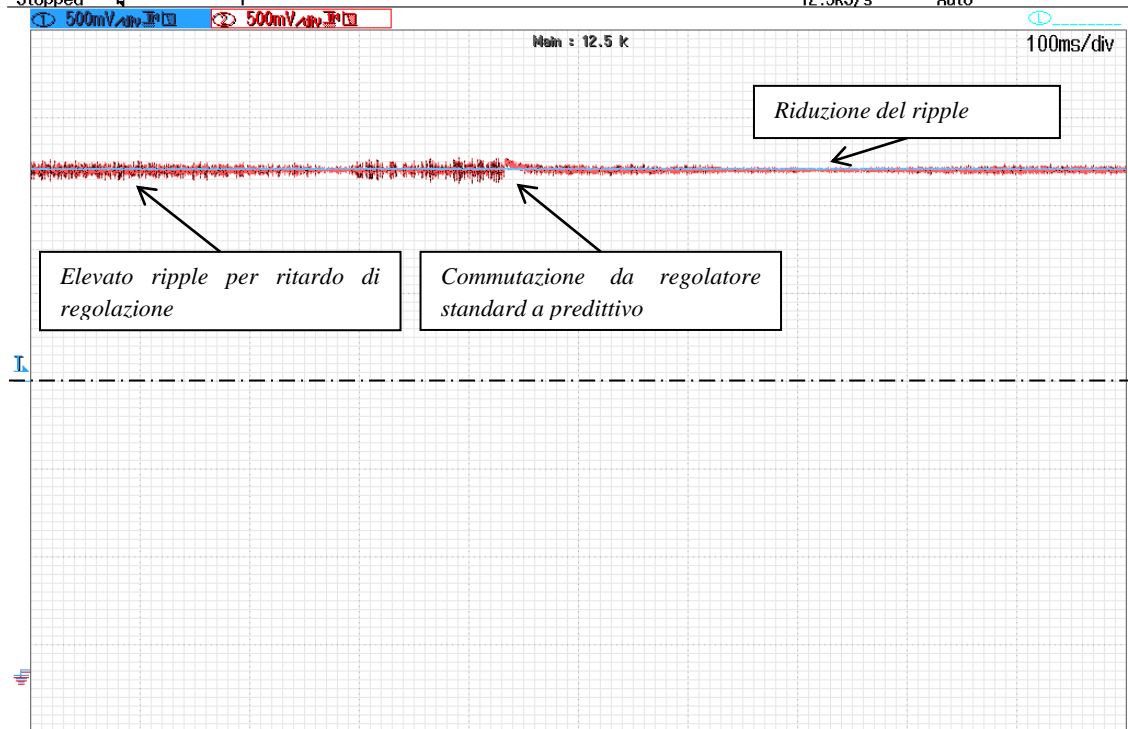
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto dell'errore di induttanza nella stima dei flussi				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	mΩ
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	mΩ
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186+20%	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139 -20%	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	mΩ	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	mΩ	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> • Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo) • Coppia massima • Prima immagine $L_{sd} + 20\%$ • Seconda immagine $L_{md} - 20\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> • Red line: f_{sd} reference [0.0740 Wb/div] • Blu line: f_{ad} estimated [0.0740 Wb/div] 				



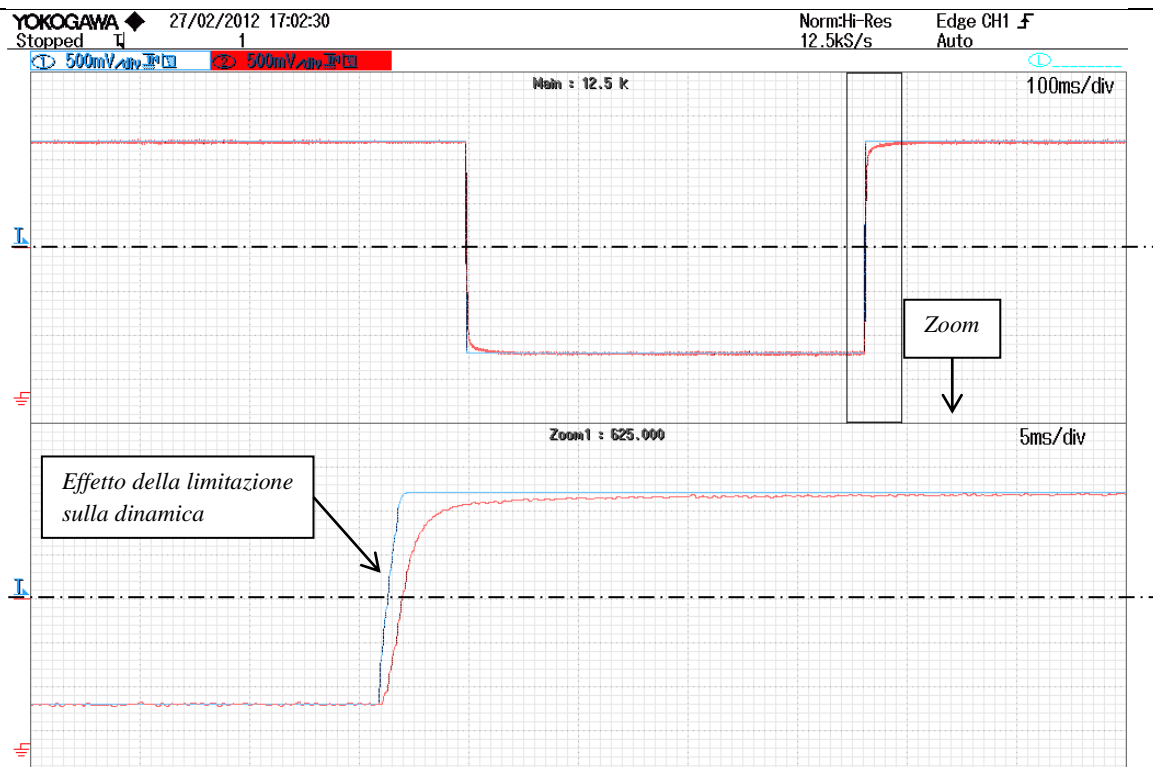
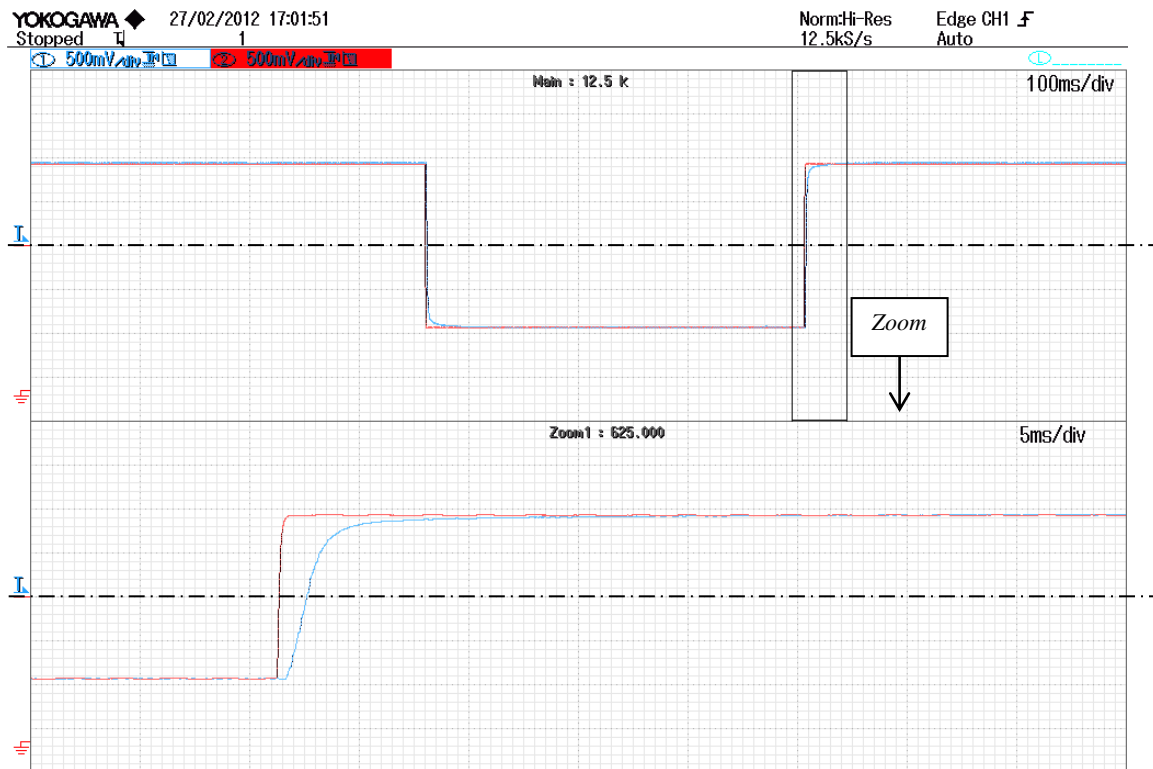
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto della funzione di correzione nella stima dei flussi				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88±40%	10.88	mΩ
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	mΩ
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	mΩ	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	mΩ	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo) Coppia massima Prima immagine $r_s + 40\%$ Seconda immagine $r_s - 40\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Red line: f_{sd} reference [0.0740 Wb/div] Blu line: f_{ad} estimated [0.0740 Wb/div] 				



29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto del regolatore di tensione predittivo				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{oop}$	$S_{lv} L_{oop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inv0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sd_Type}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sd_loop}	10	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	80	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sq_Type}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sq_loop}	10	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	80	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo) Coppia massima 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] 				



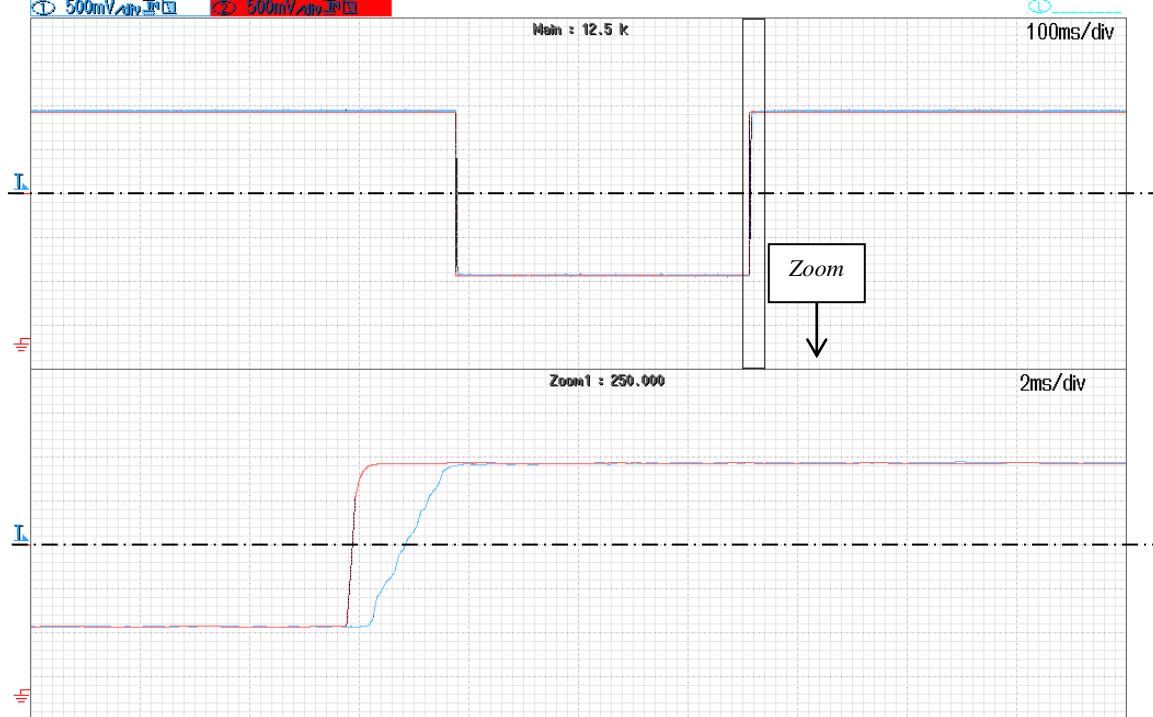
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Inversione di coppia a velocità nulla				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo) Coppia $\pm 100\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque reference [40 Nm/div] Blu line: Torque estimated [40 Nm/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] 				



29/11/2011		Induction Machine	IM	
Inversione di coppia ad elevata dinamica a velocità nulla				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	10	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	80	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica nulla (imposta da banco freno attivo) Coppia $\pm 100\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque reference [40 Nm/div] Blu line: Torque estimated [40 Nm/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] 				

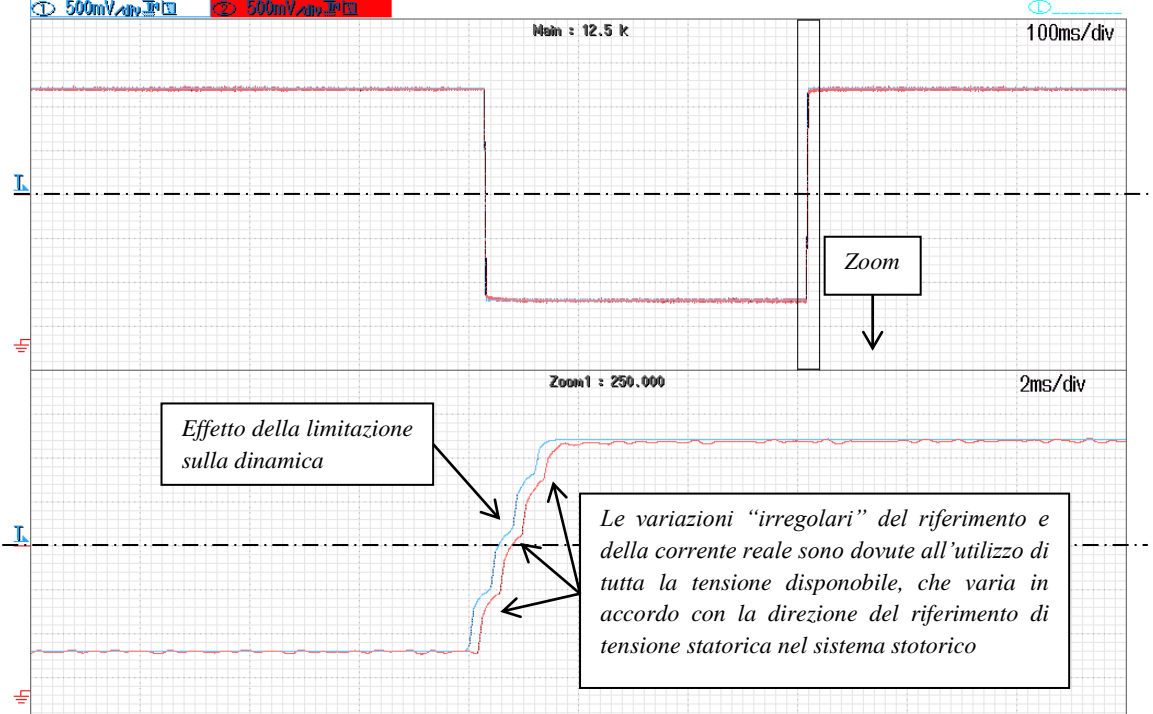
YOKOGAWA 27/02/2012 17:03:33
Stopped 1

NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto



YOKOGAWA 27/02/2012 17:04:37
Stopped 1

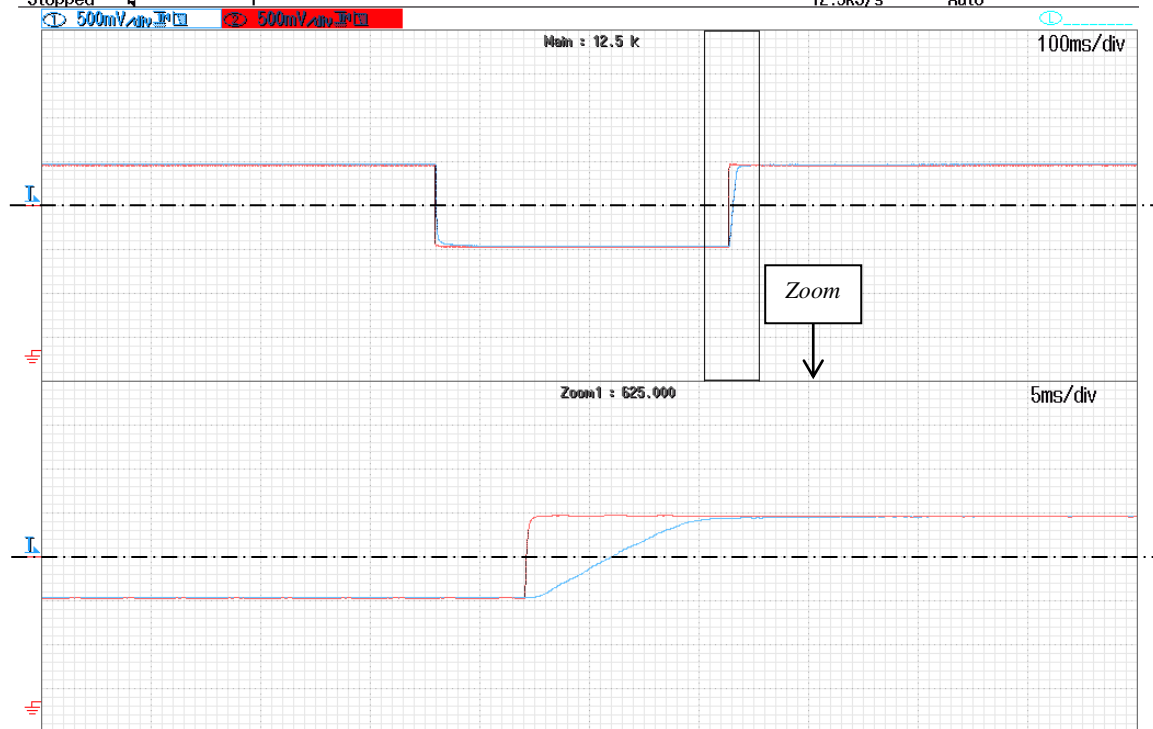
NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto



29/11/2011		Induction Machine	IM	
Inversione di coppia durante il primo deflussaggio				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica 3000 rpm (imposta da banco freno attivo) Velocità inizio deflussaggio 1480 rpm Coppia $\pm 100\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque reference [40 Nm/div] Blu line: Torque estimated [40 Nm/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] 				

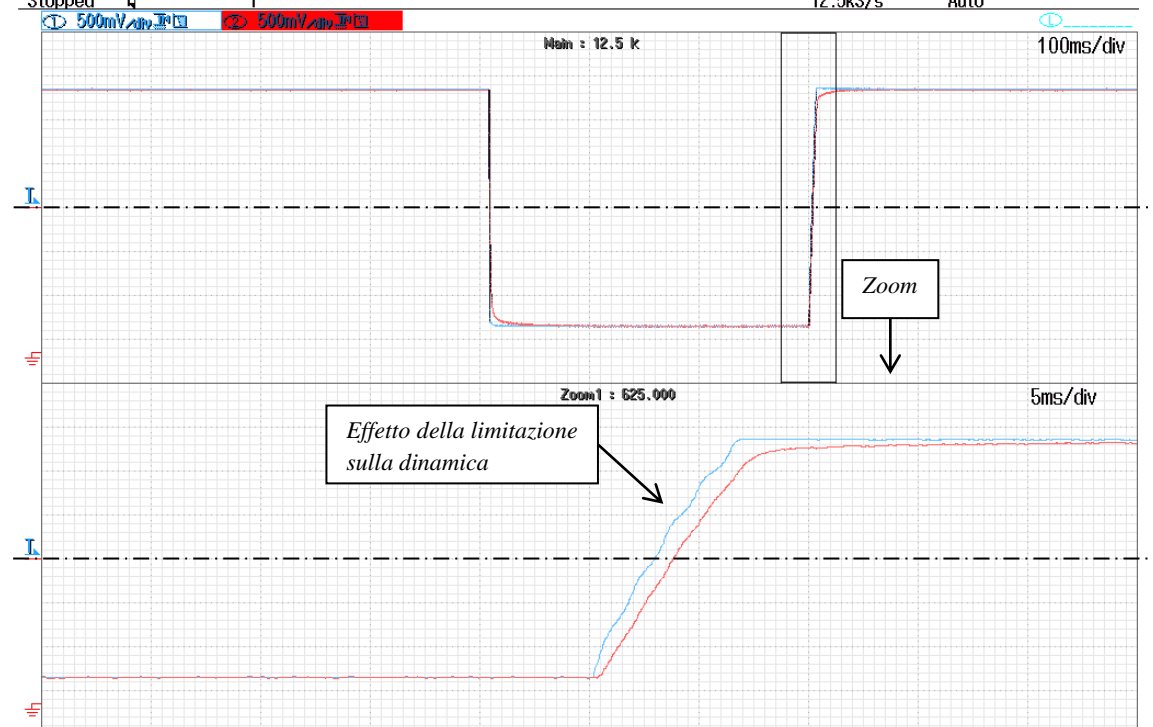
YOKOGAWA 27/02/2012 17:21:27
Stopped 1

NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto

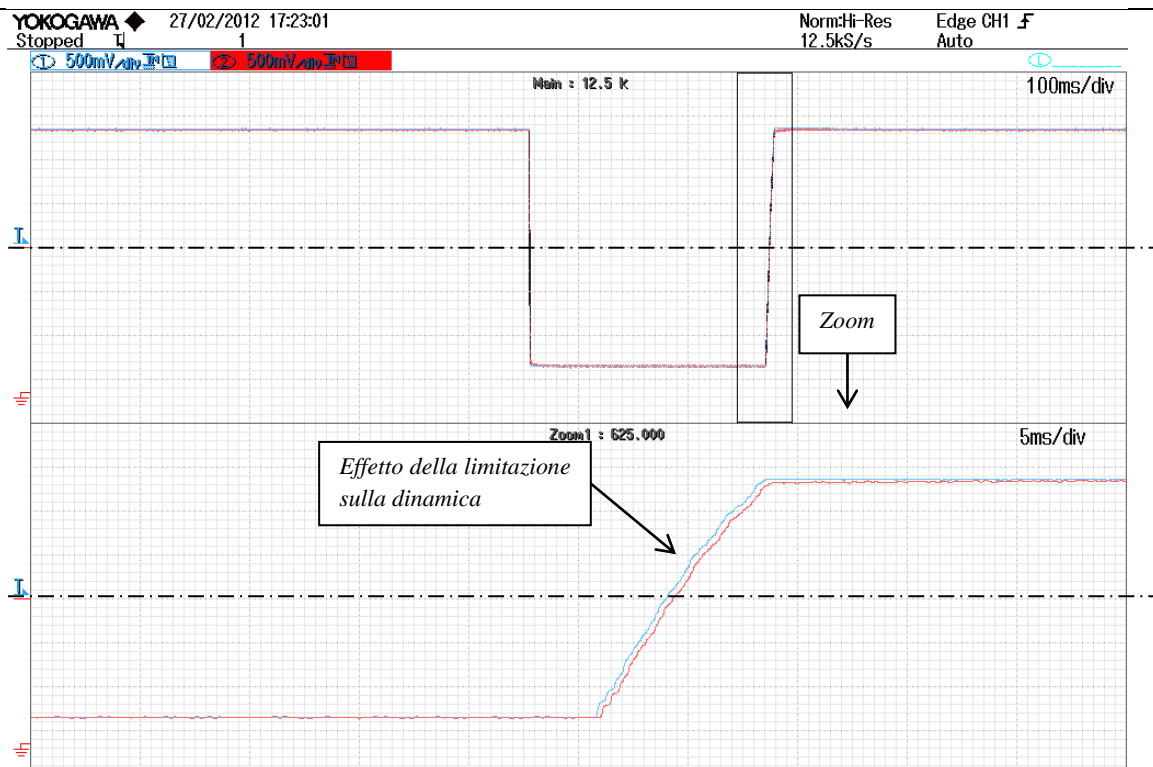
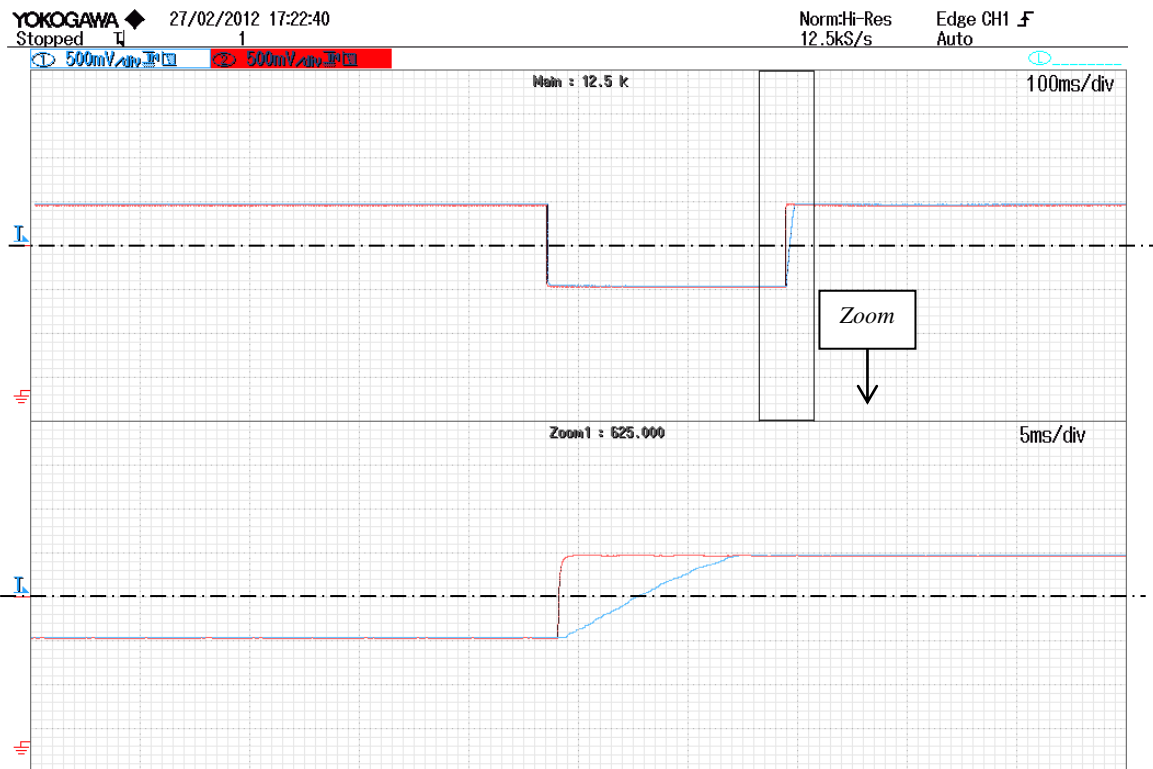


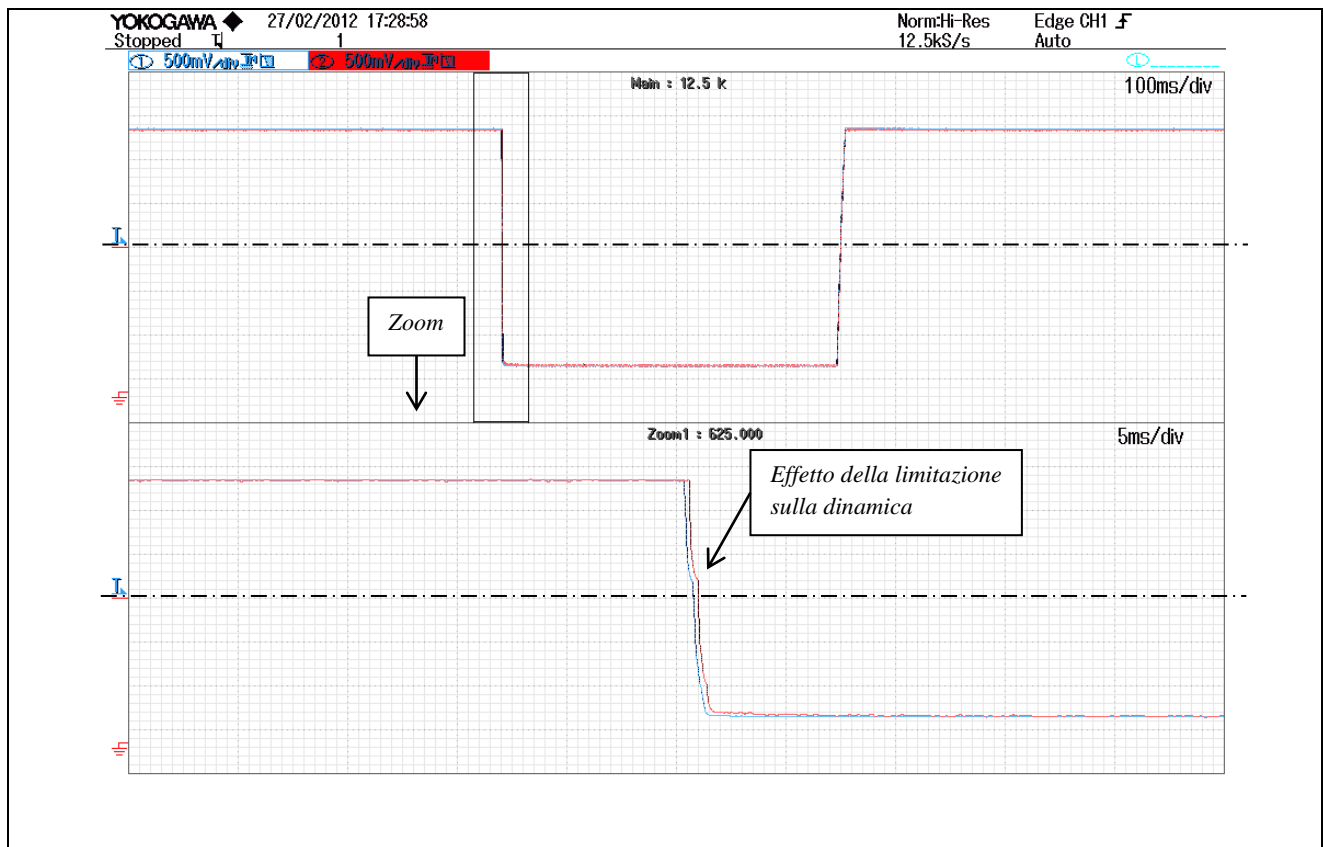
YOKOGAWA 27/02/2012 17:21:58
Stopped 1

NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto



29/11/2011		Induction Machine	IM	
Inversione di coppia ad elevata dinamica durante il primo deflussaggio				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	10	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	80	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica 3000 rpm (imposta da banco freno attivo) Velocità inizio deflussaggio 1480 rpm Coppia $\pm 100\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque reference [40 Nm/div] Blu line: Torque estimated [40 Nm/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] Terza immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] 				

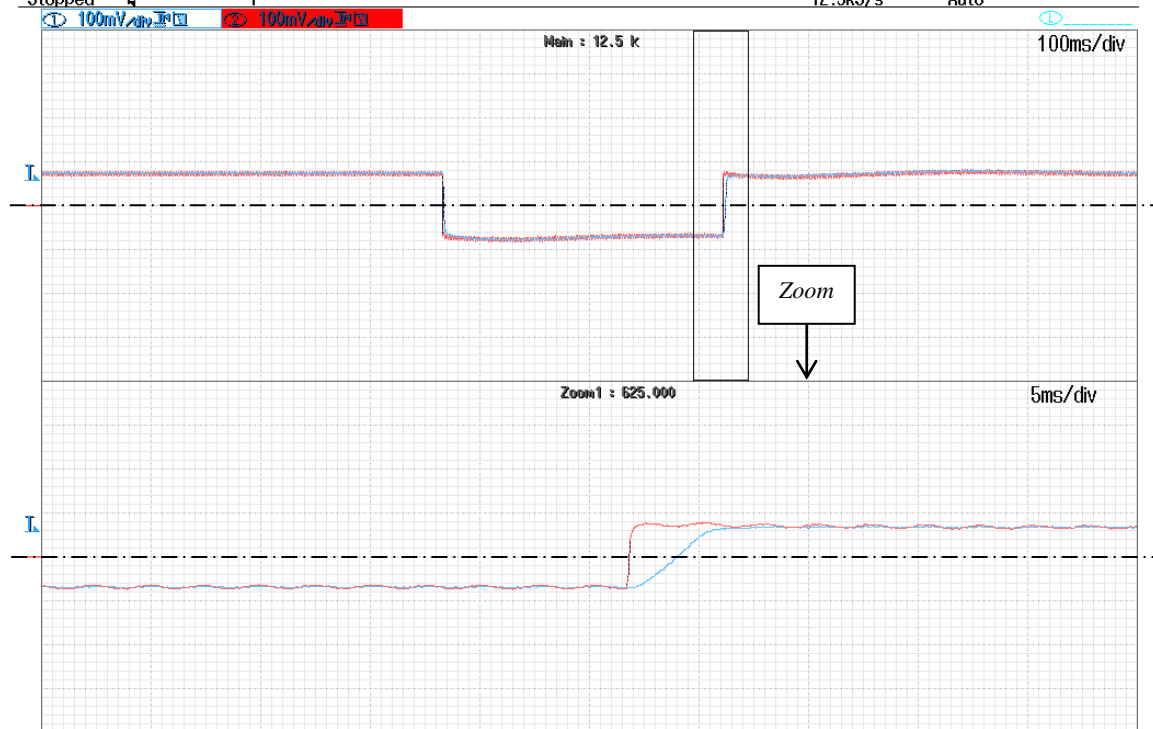




29/11/2011		Induction Machine	IM	
Inversione di coppia durante il secondo deflussaggio				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica 10000 rpm (imposta da banco freno attivo) Velocità inizio secondo deflussaggio 6140 rpm Coppia $\pm 100\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque reference [8 Nm/div] Blu line: Torque estimated [8 Nm/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] 				

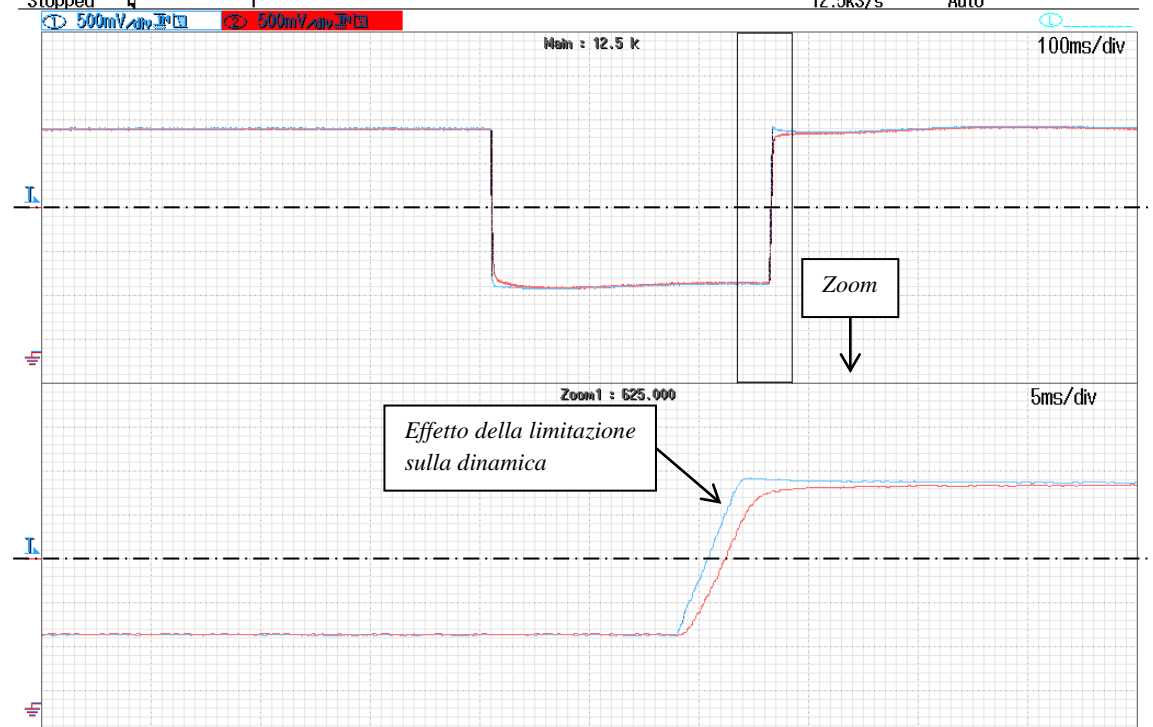
YOKOGAWA 27/02/2012 17:56:45
Stopped 1

NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto



YOKOGAWA 27/02/2012 17:58:29
Stopped 1

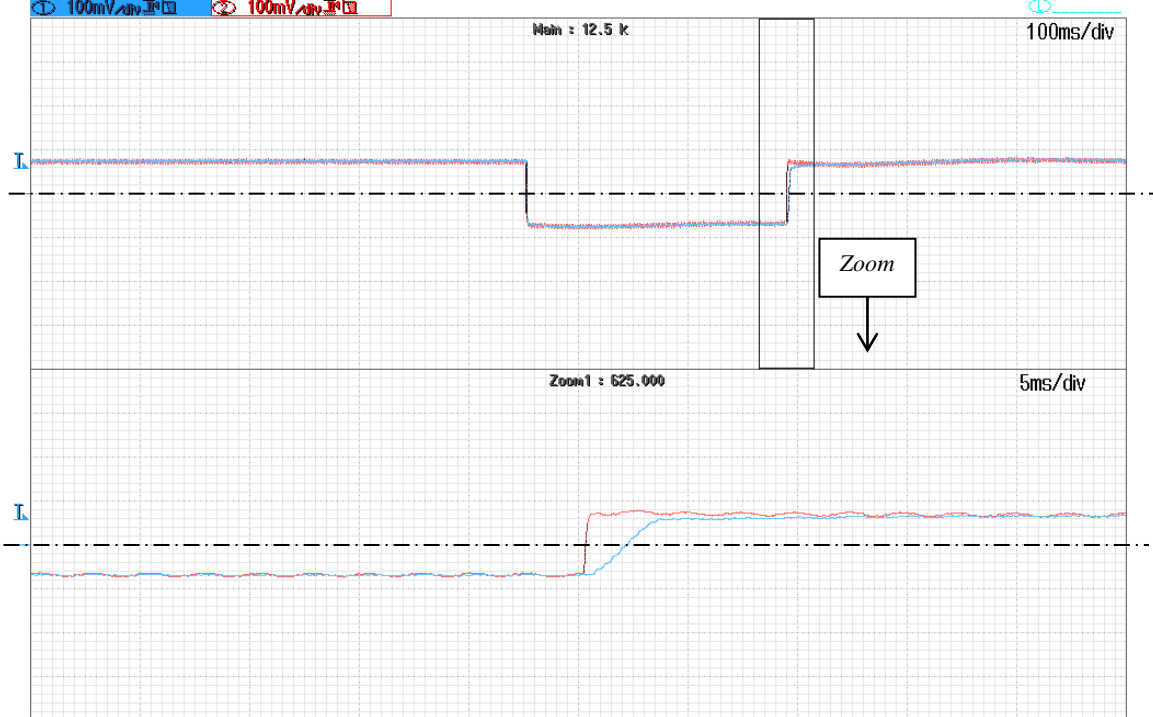
NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto



29/11/2011		Induction Machine	IM	
Inversione di coppia ad elevata dinamica durante il secondo deflussaggio				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	10	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	80	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica 10000 rpm (imposta da banco freno attivo) Velocità inizio secondo deflussaggio 6140 rpm Coppia $\pm 100\%$ 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque reference [8 Nm/div] Blu line: Torque estimated [8 Nm/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] Terza immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] 				

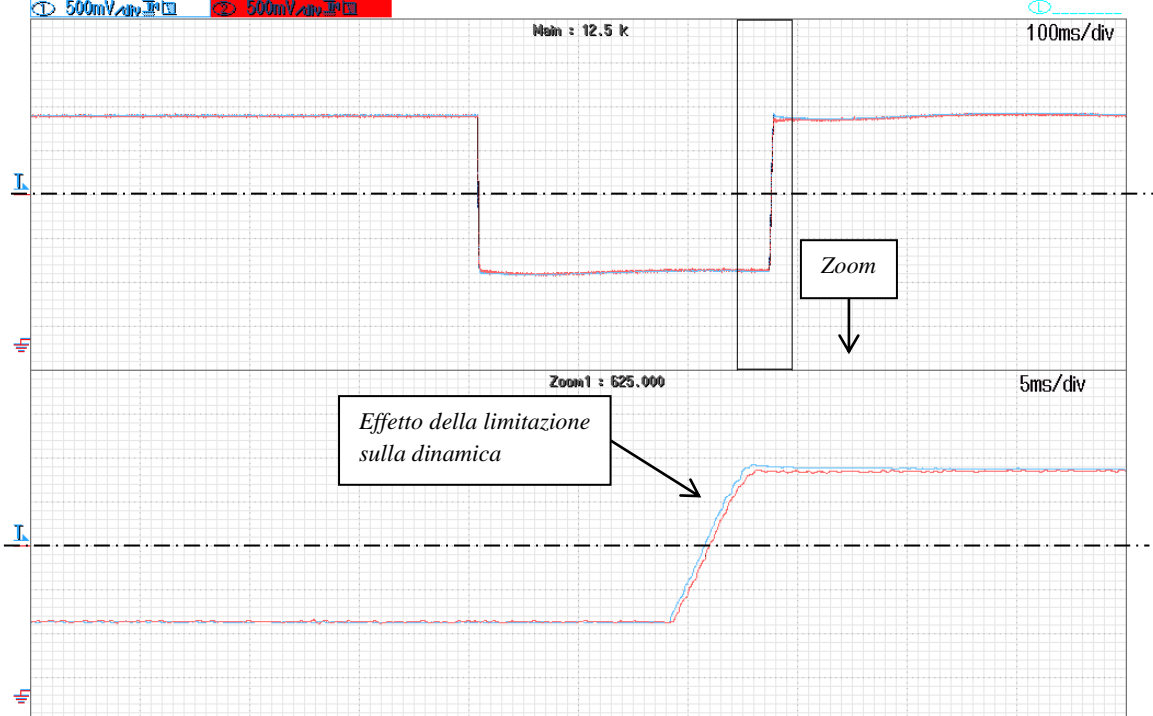
YOKOGAWA 27/02/2012 17:59:21
Stopped 1

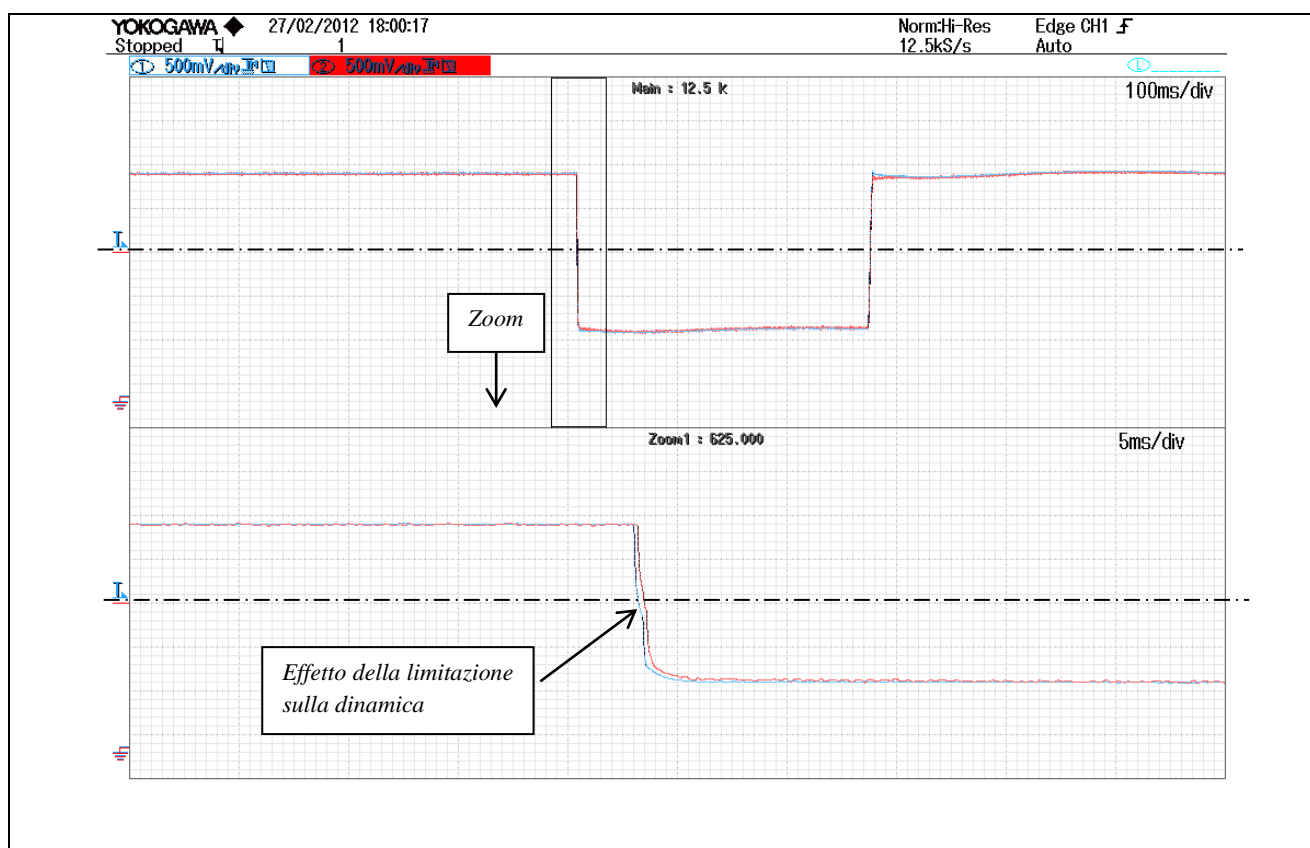
NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto



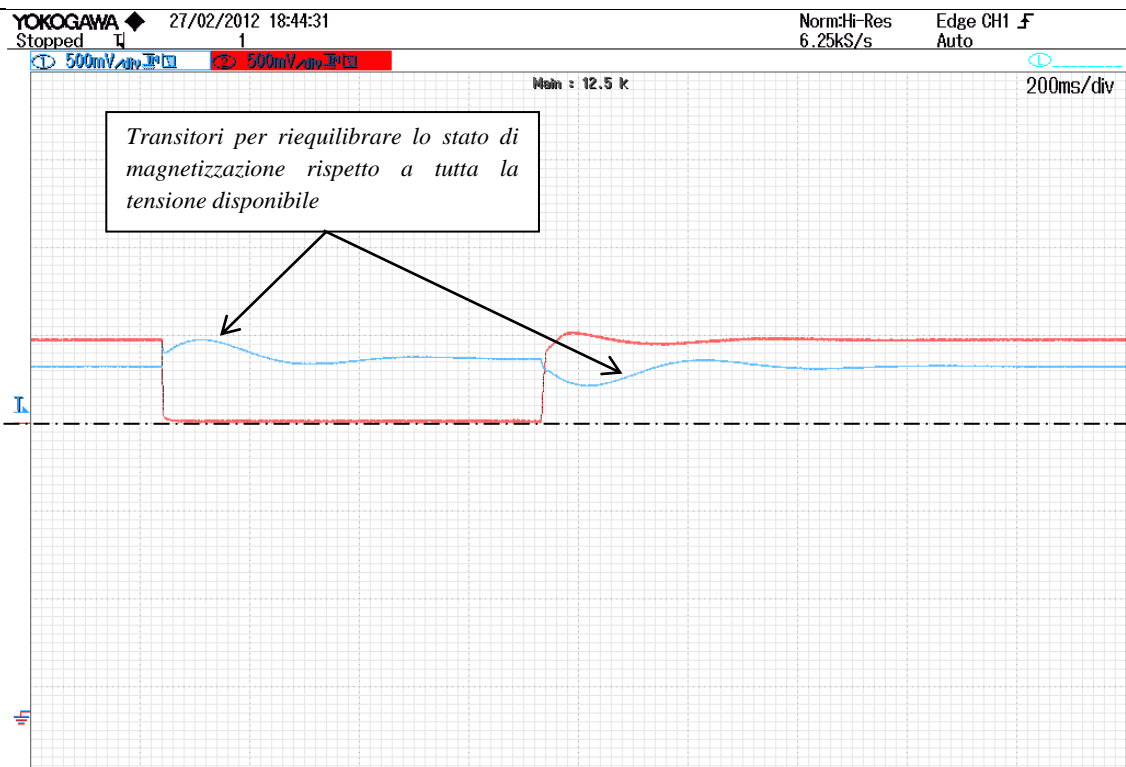
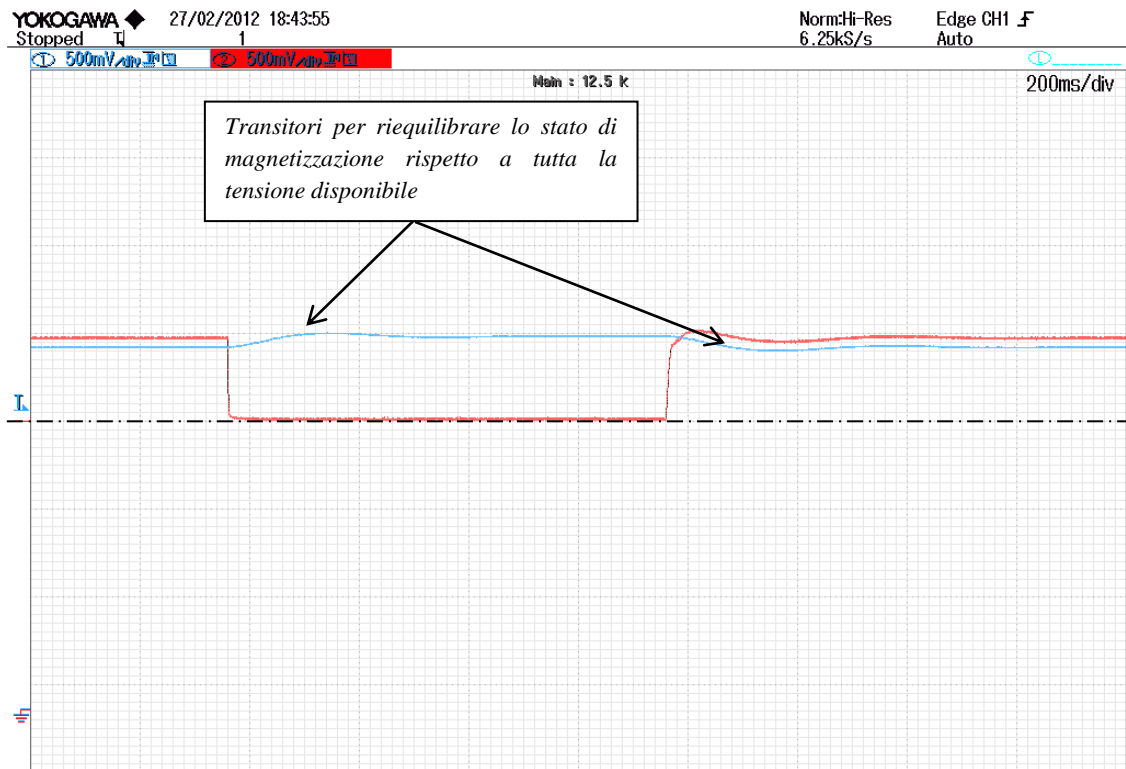
YOKOGAWA 27/02/2012 18:00:00
Stopped 1

NormHi-Res 12.5kS/s Edge CH1 F
Auto





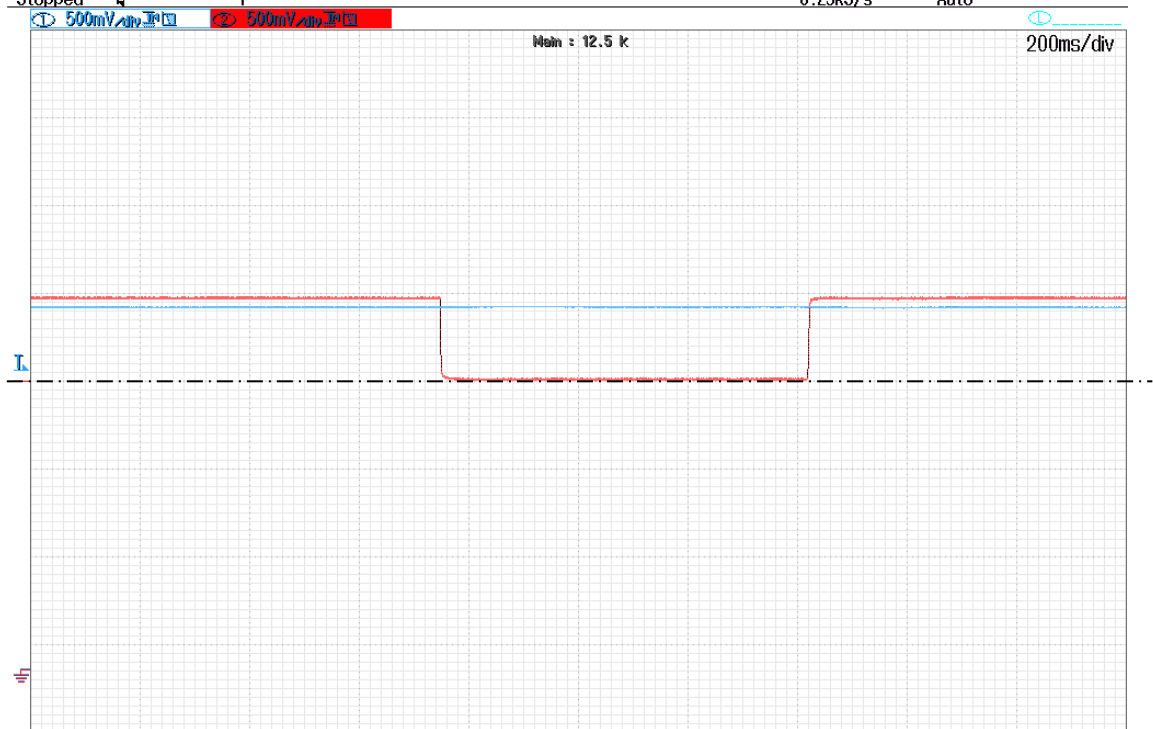
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto della richiesta di coppia sullo stato di magnetizzazione				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	mΩ
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	mΩ
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inv0}	0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	$V_{sd} Type$	predct	/	
d-axis current regulator, loop	$V_{sd} loop$	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	$V_{sq} Type$	predct	/	
q-axis current regulator, loop	$V_{sq} loop$	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	mΩ	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	mΩ	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica 3000 rpm (imposta da banco freno attivo) Velocità inizio deflussaggio 1480 rpm Variazione a gradino della coppia [100%, 0%, 100%] Margine di tensione dinamico annullato 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: Rotor flux estimated [0.0740 Wb/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] 				



29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto del margine di tensione dinamico sullo stato di magnetizzazione				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inv0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	$V_{sd} Type$	predct	/	
d-axis current regulator, loop	$V_{sd} loop$	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	$V_{sq} Type$	predct	/	
q-axis current regulator, loop	$V_{sq} loop$	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica 3000 rpm (imposta da banco freno attivo) Velocità inizio deflussaggio 1480 rpm Variazione a gradino della coppia [100%, 0%, 100%] 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: Rotor flux estimated [0.0740 Wb/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Red line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] 				

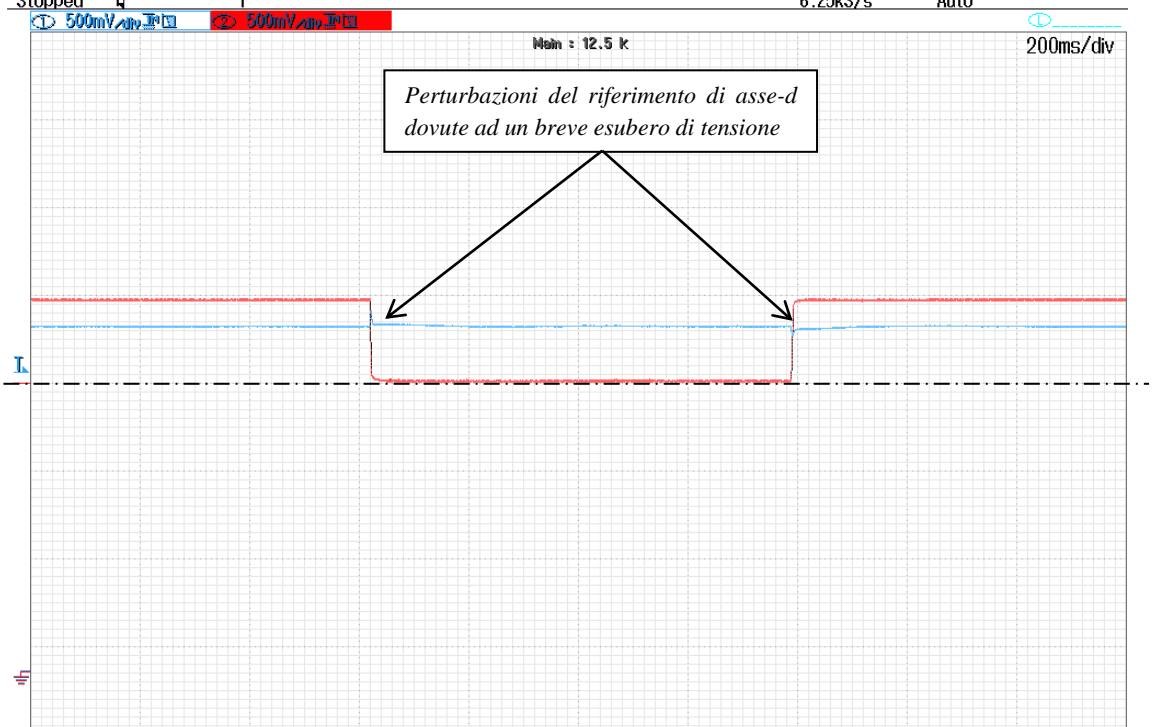
YOKOGAWA 27/02/2012 18:45:45
Stopped 1

NormHi-Res 6.25kS/s Edge CH1 Auto

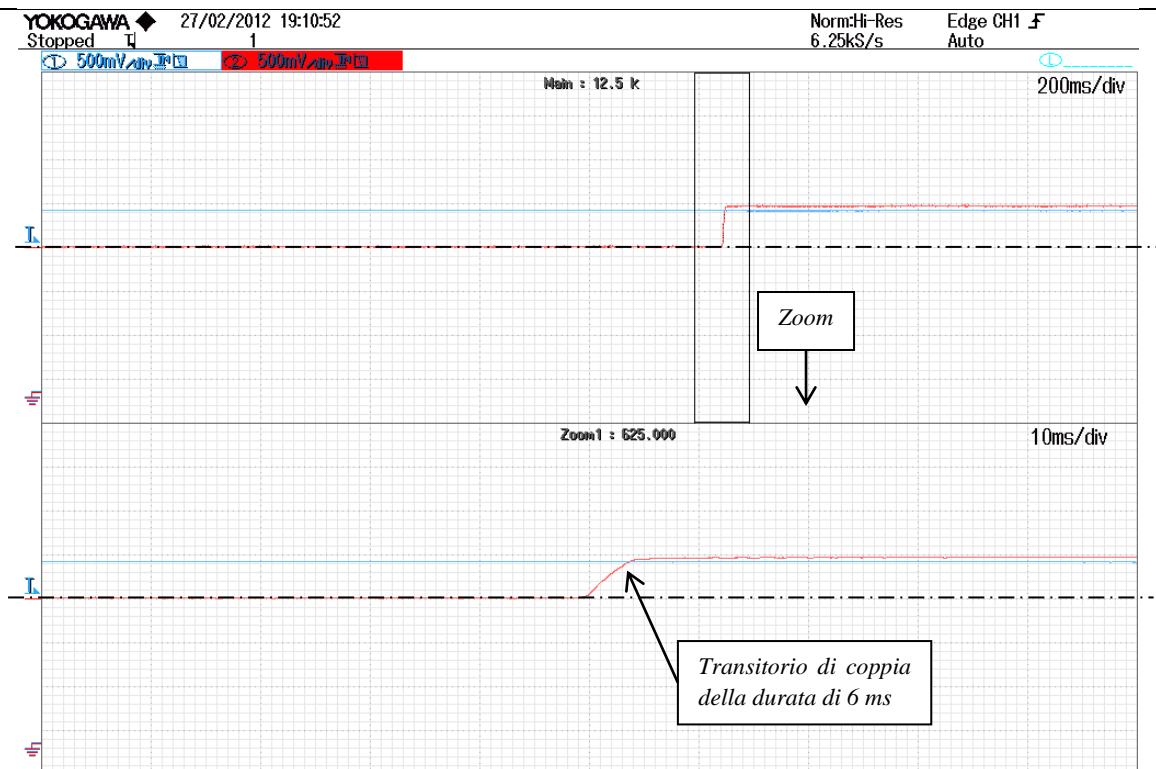
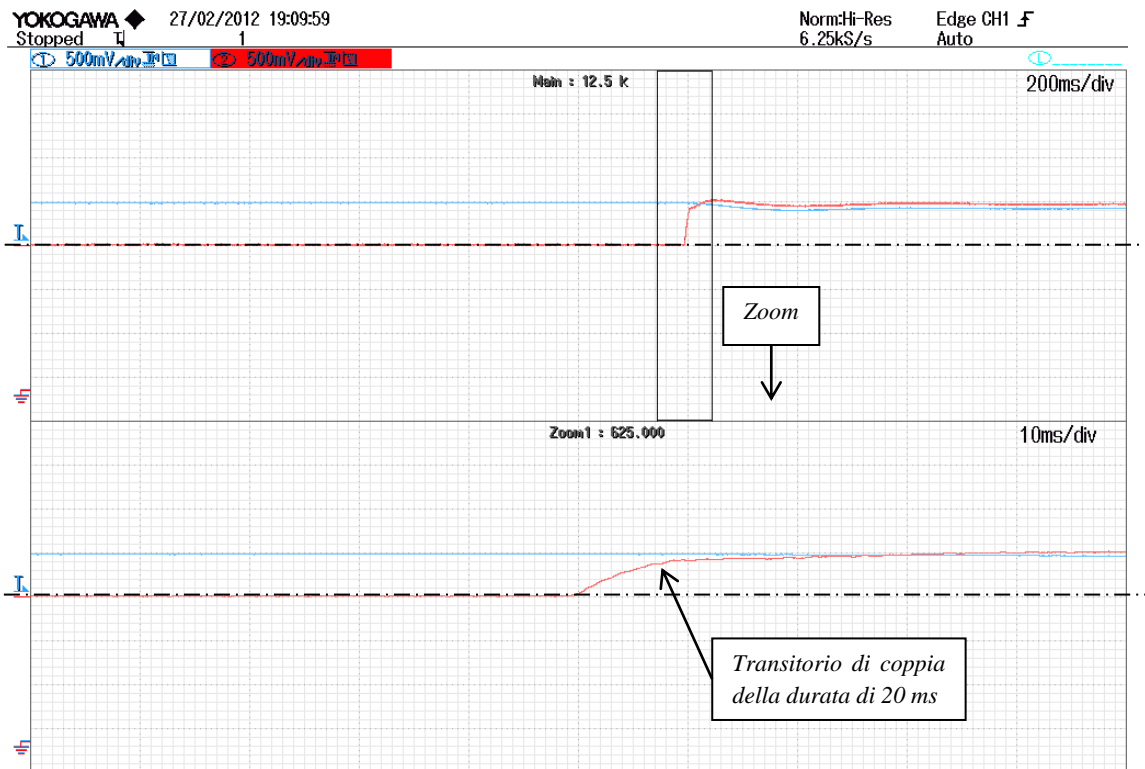


YOKOGAWA 27/02/2012 18:46:31
Stopped 1

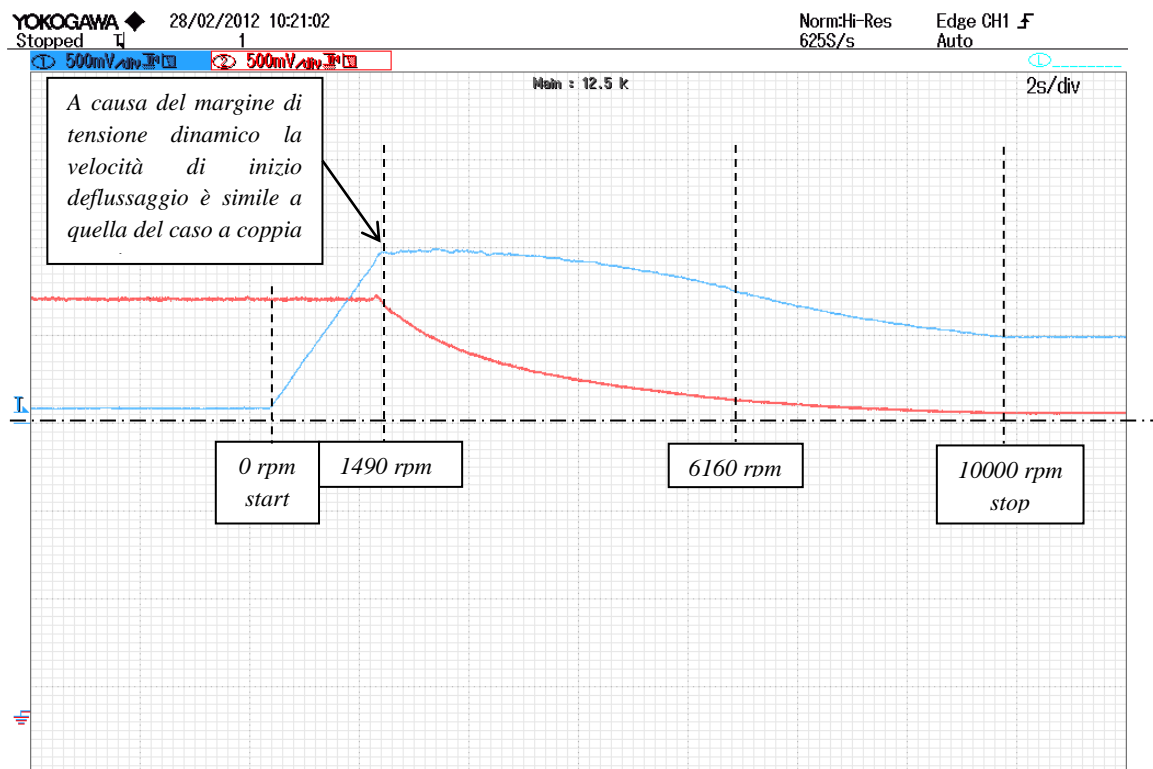
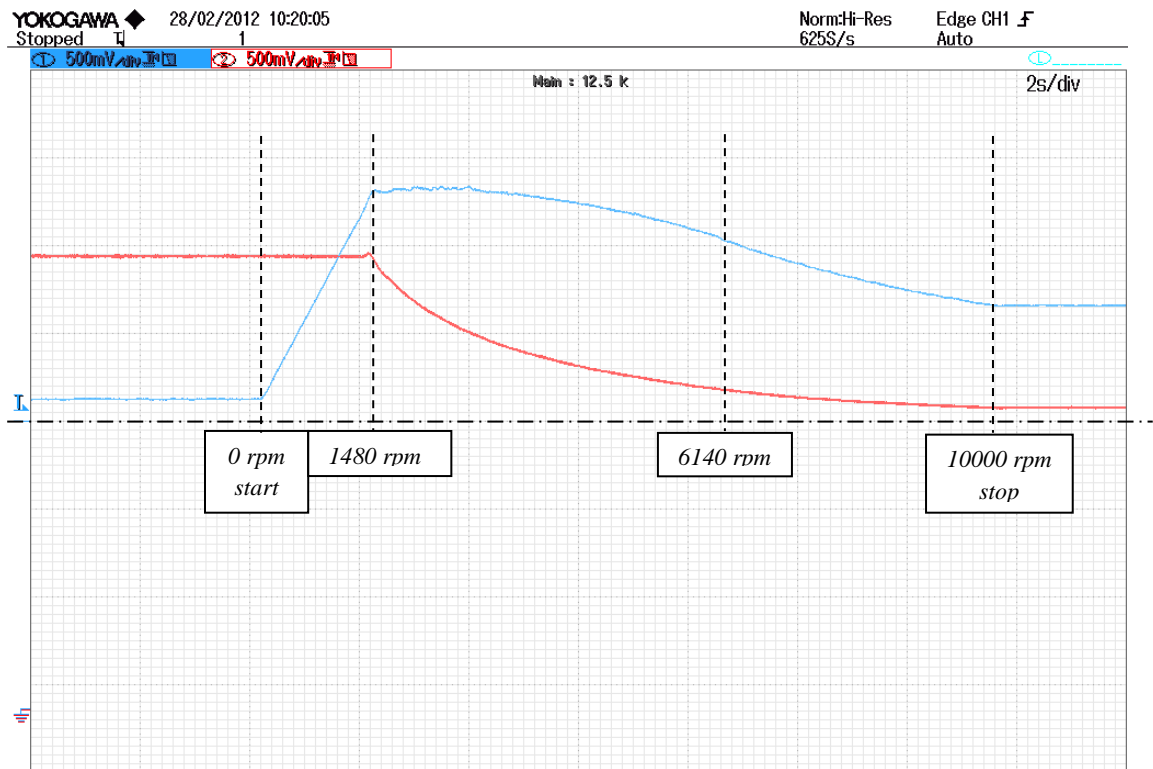
NormHi-Res 6.25kS/s Edge CH1 Auto

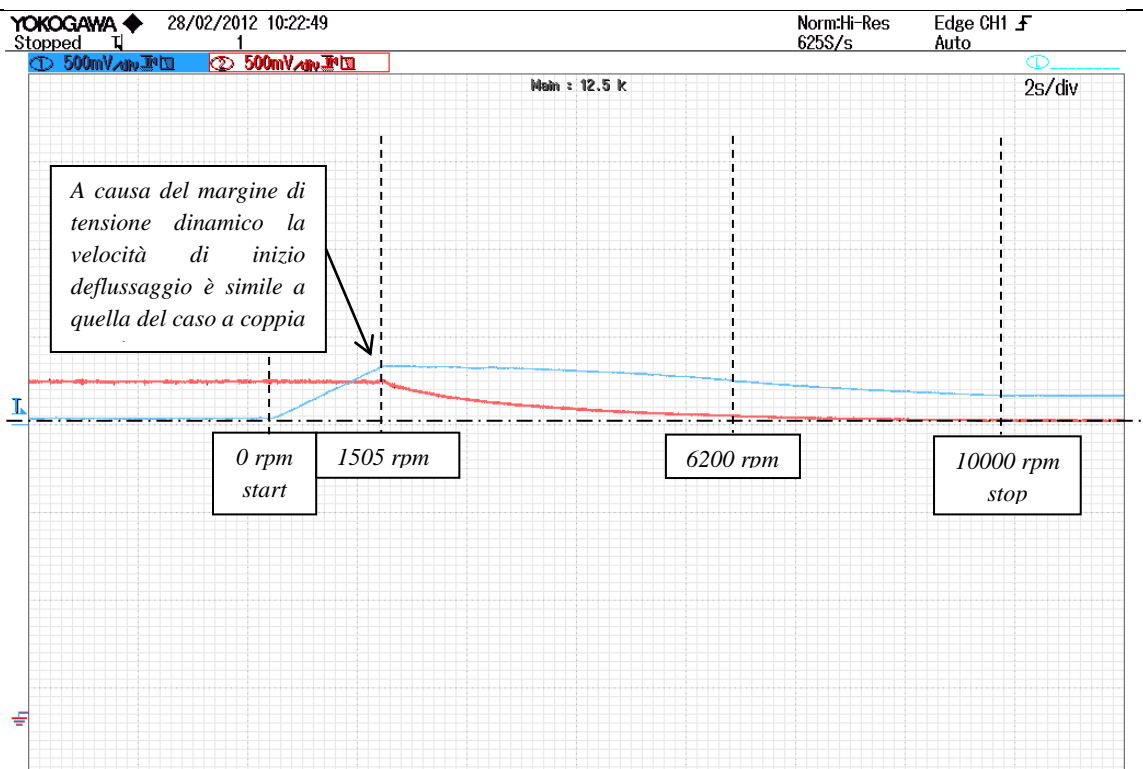
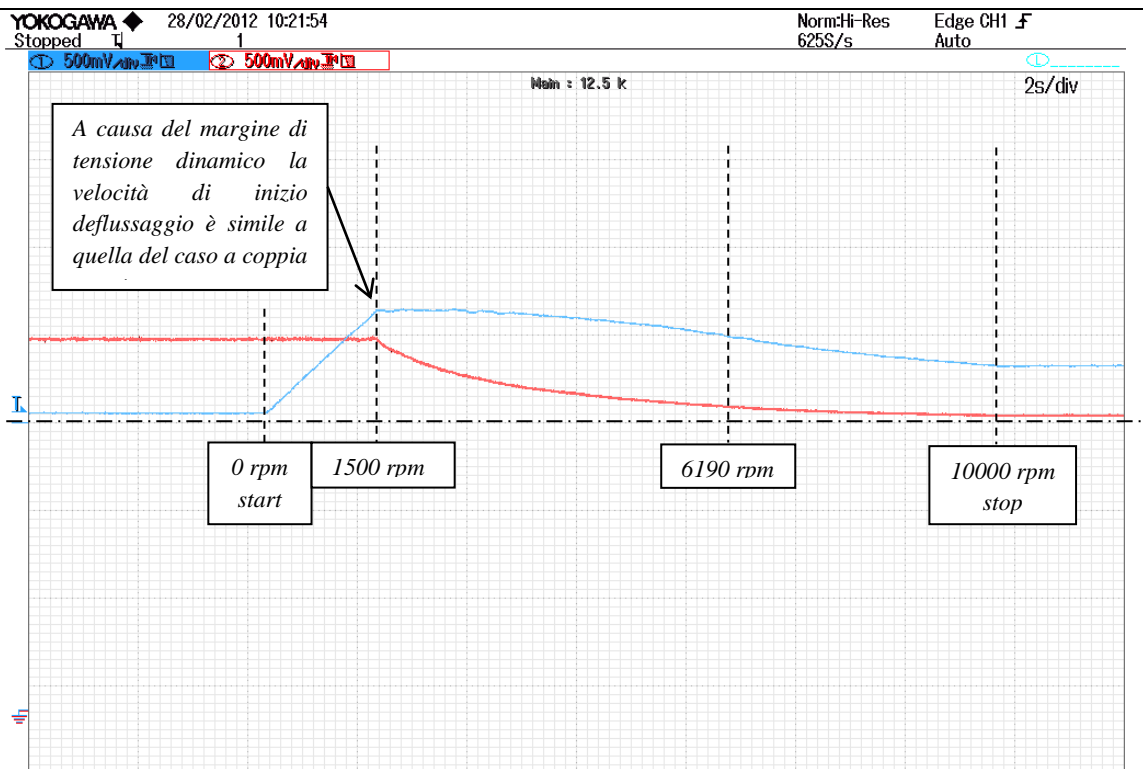


29/11/2011		Induction Machine	IM	
Effetto del margine di tensione dinamico sulla dinamica di coppia				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inv0}	0.0/1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	$V_{sd} Type$	predct	/	
d-axis current regulator, loop	$V_{sd} loop$	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	$V_{sq} Type$	predct	/	
q-axis current regulator, loop	$V_{sq} loop$	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica 3000 rpm (imposta da banco freno attivo) Velocità inizio deflussaggio 1480 rpm Variazione a gradino della coppia [0%, 100%] Prima immagine: margine di tensione dinamico annullato Seconda immagine: margine di tensione dinamico attivato 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: Rotor flux estimated [0.0740 Wb/div] 				



29/11/2011		Induction Machine	IM	
Caratteristica meccanica IM				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica da zero a 10000 rpm con rampa "lenta" (imposta da banco freno attivo) Prima immagine: coppia 100% Seconda immagine: coppia 75% Terza immagine: coppia 50% Quarta immagine: coppia 25% 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: Electrical power estimated [5 kW/div] 				

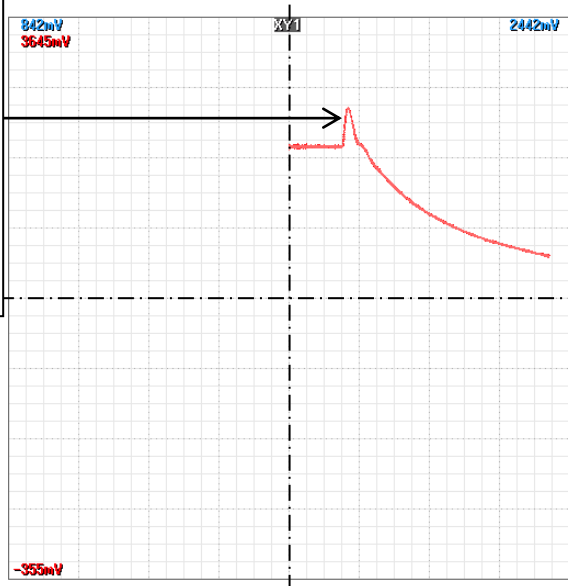




29/11/2011		Induction Machine	IM	
Influenza della corrente di magnetizzazione sulla coppia				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica da zero a 4500 rpm con rampa “lenta” (imposta da banco freno attivo) Prima immagine: $I_{mag} = 120$ A_{RMS} Seconda immagine: $I_{mag} = 100$ A_{RMS} Terza immagine: $I_{mag} = 75.95$ A_{RMS} Quarta immagine: $I_{mag} = 60$ A_{RMS} Quinta immagine: $I_{mag} = 40$ A_{RMS} 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] X-axel: Mechanical speed [1180 rpm/div] 				

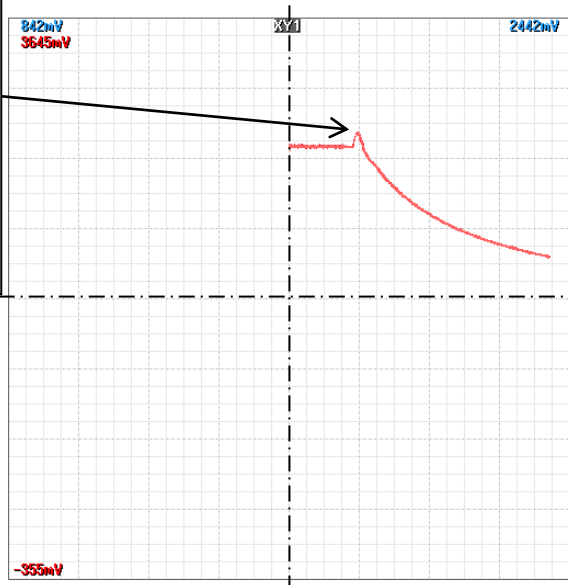
200mV/div 500mV/div

All'inizio del deflussaggio è necessario smagnetizzare molto la macchina, in fase dinamica la corrente di asse-d viene diminuita molto bruscamente, dando, in tal modo, una maggiore disponibilità per la corrente di asse-q e quindi, momentaneamente, la coppia può aumentare



200mV/div 500mV/div

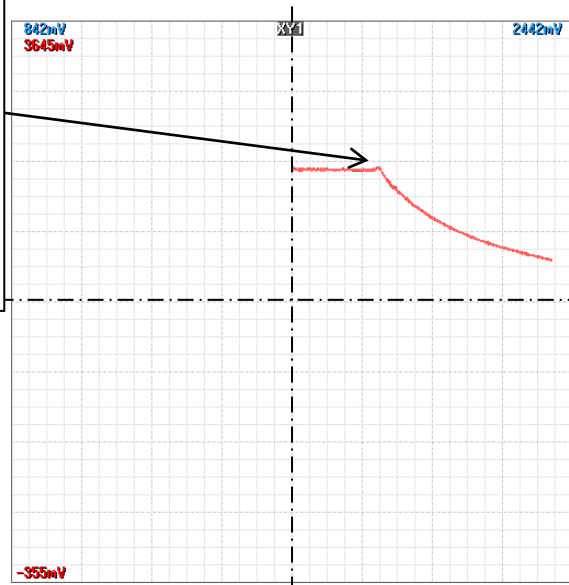
All'inizio del deflussaggio è necessario smagnetizzare molto la macchina, in fase dinamica la corrente di asse-d viene diminuita molto bruscamente, dando, in tal modo, una maggiore disponibilità per la corrente di asse-q e quindi, momentaneamente, la coppia può aumentare



200mV/div 500mV/div

1

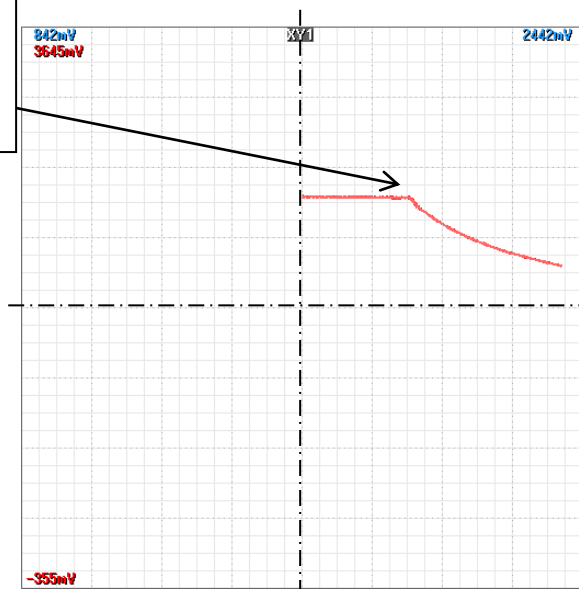
All'inizio del deflussaggio è necessario smagnetizzare molto la macchina, in fase dinamica la corrente di asse-d viene diminuita molto bruscamente, dando, in tal modo, una maggiore disponibilità per la corrente di asse-q e quindi, momentaneamente, la coppia può aumentare



200mV/div 500mV/div

1

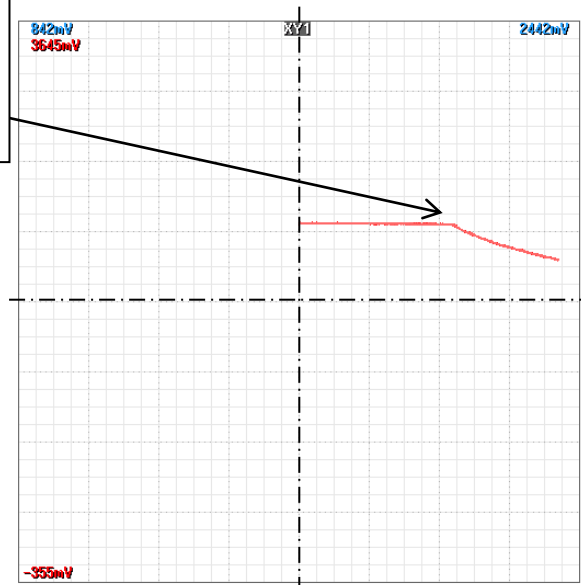
Riducendo la corrente di magnetizzazione la fase iniziale del deflussaggio è meno intensa e quindi il momentaneo aumento della coppia viene ridotto



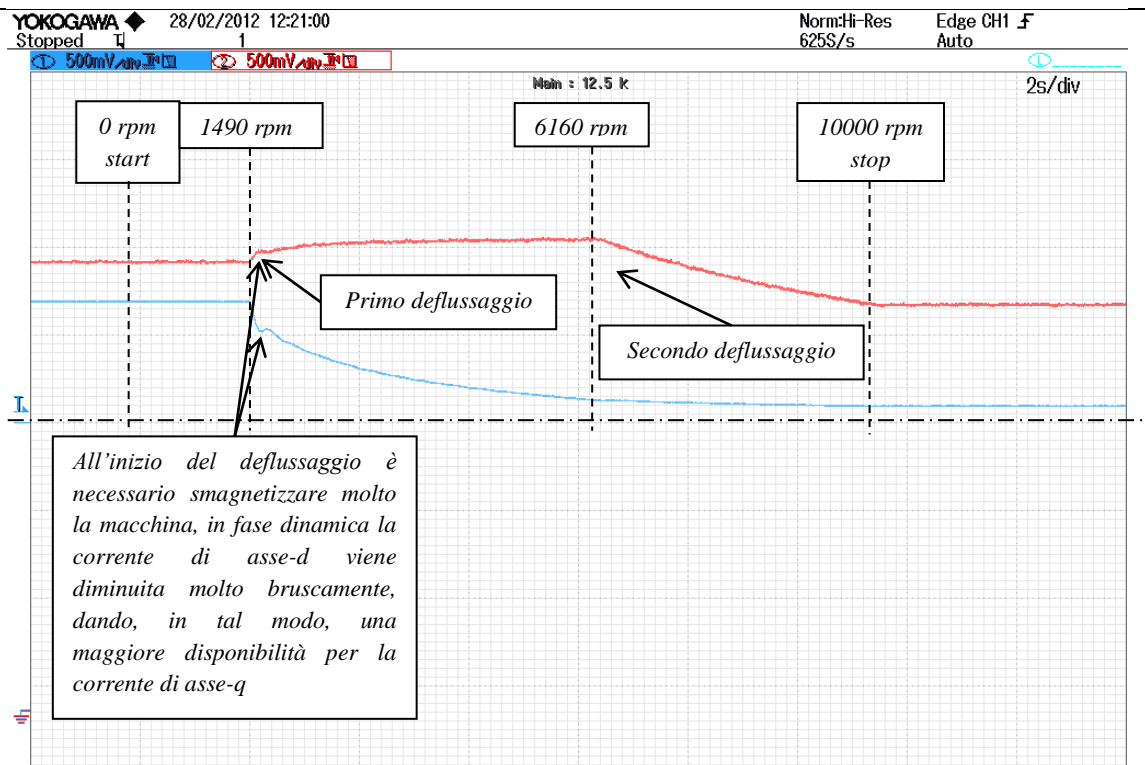
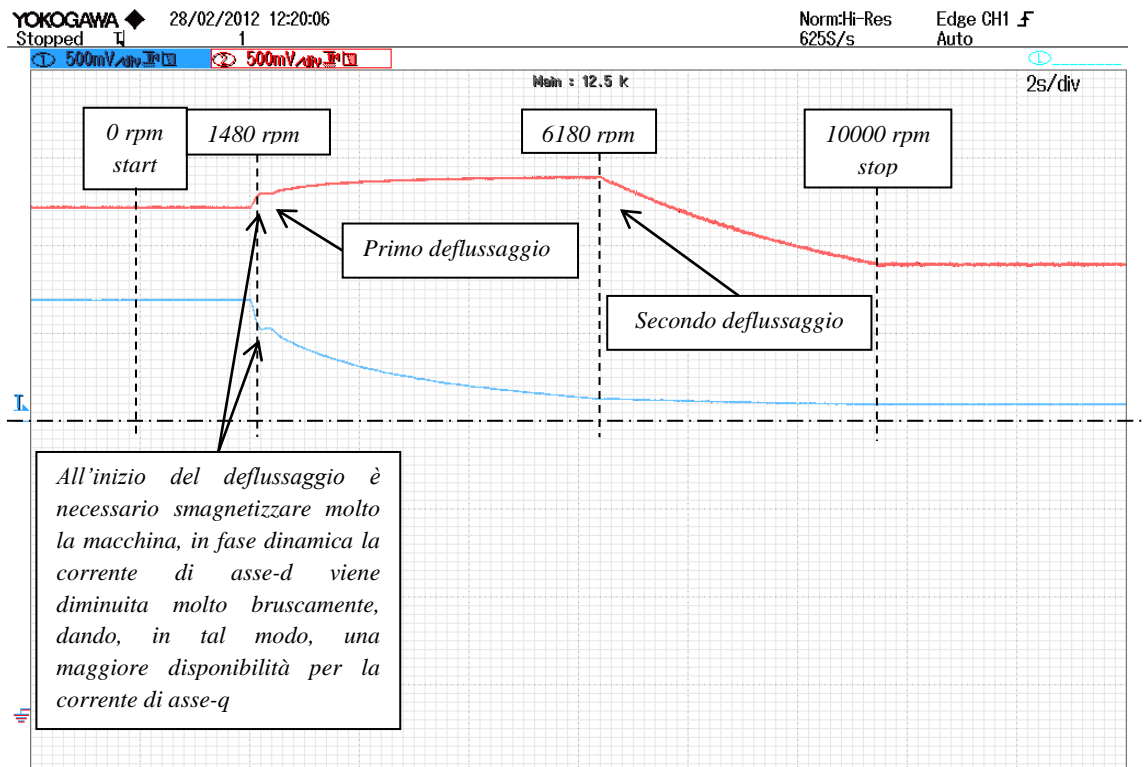
200mV/div 500mV/div

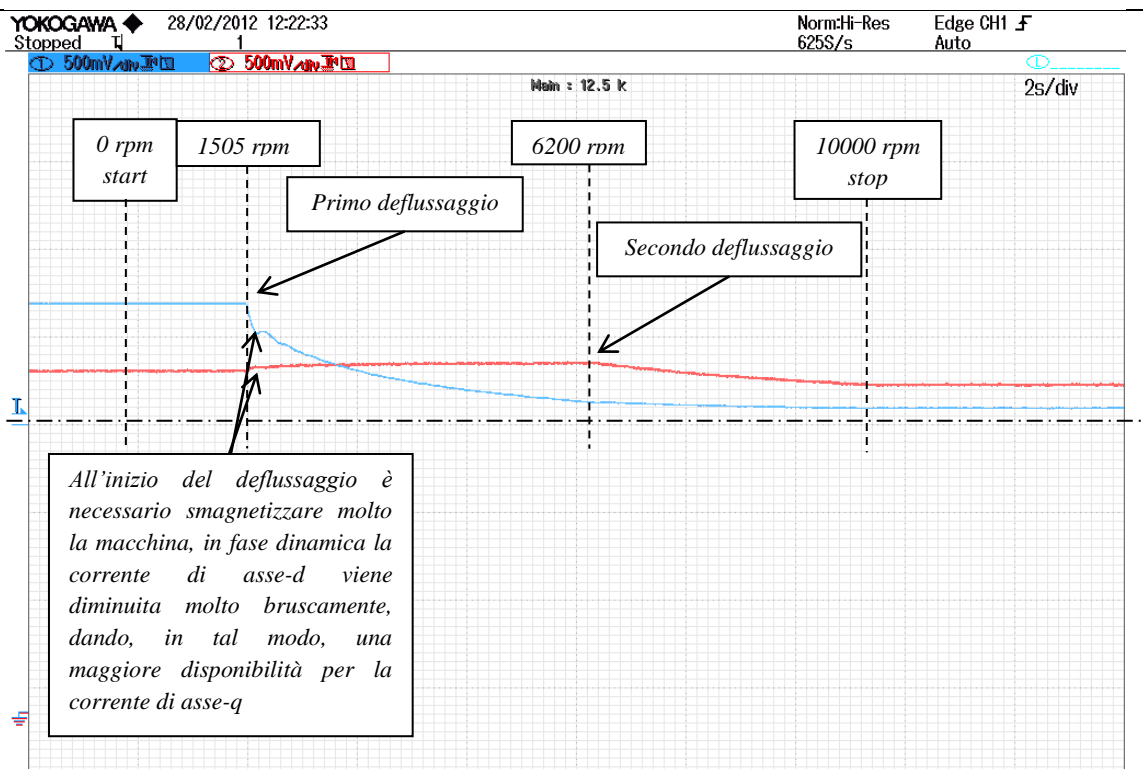
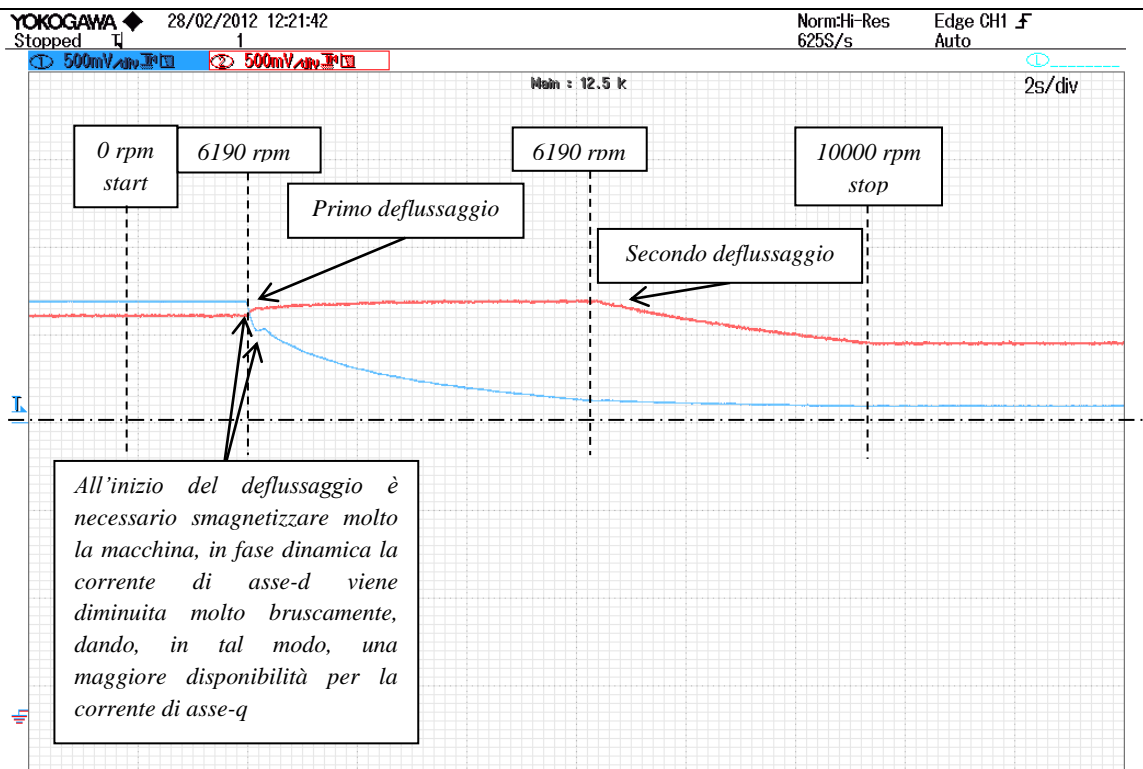
1

Riducendo la corrente di magnetizzazione la fase iniziale del deflussaggio è meno intensa e quindi il momentaneo aumento della coppia viene ridotto

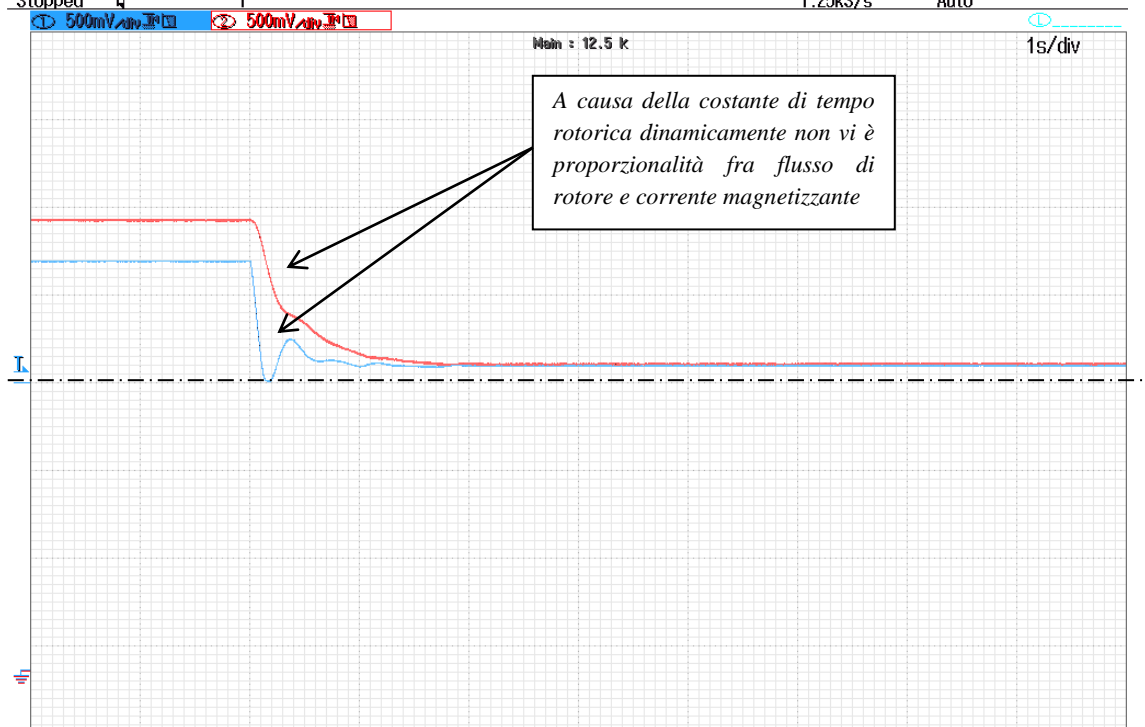
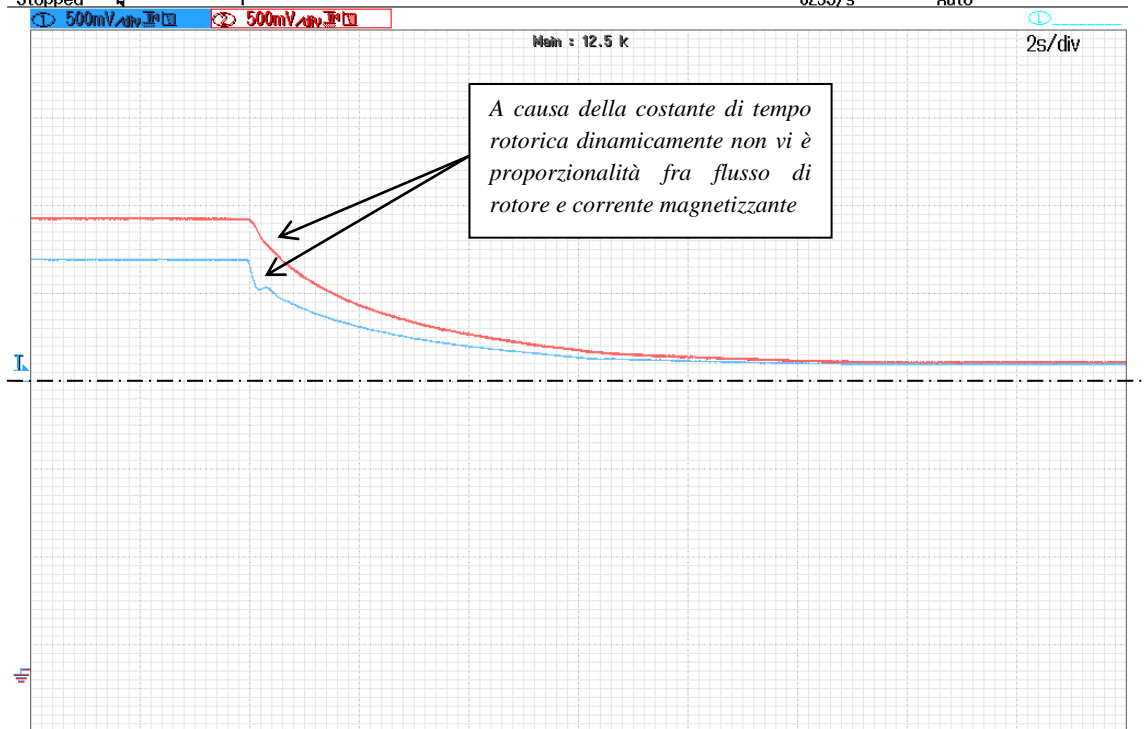


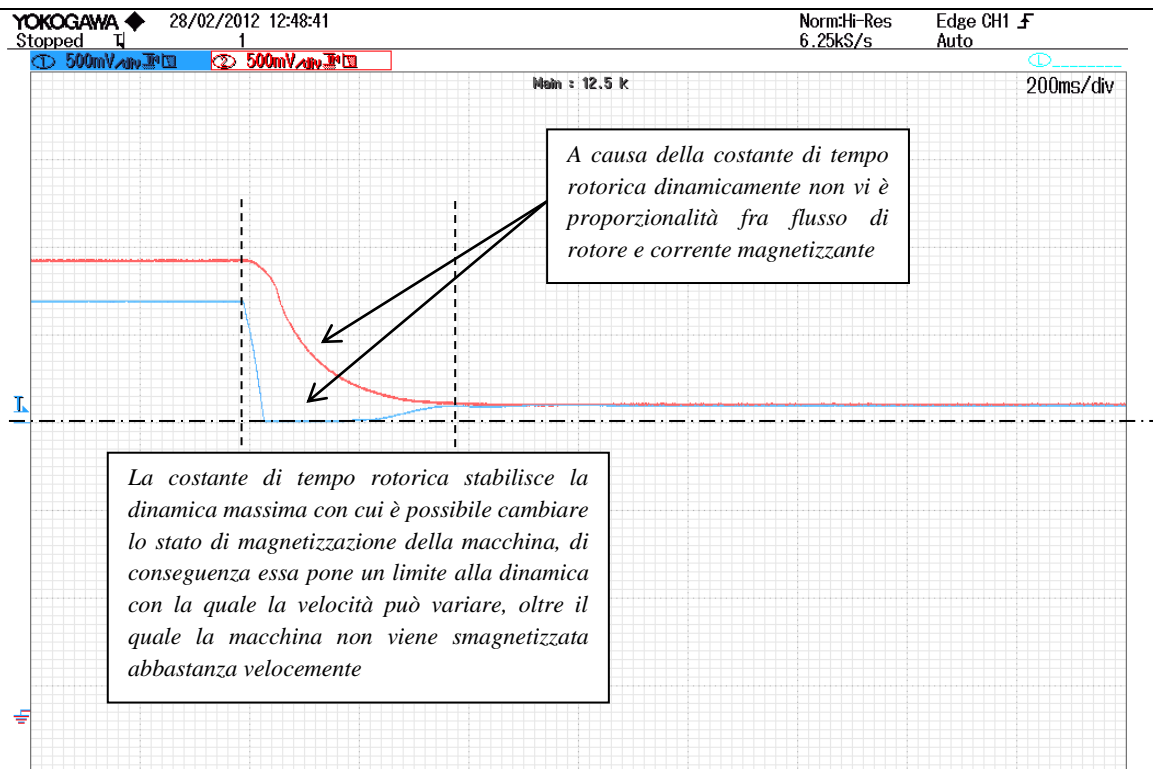
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Riferimenti di corrente nel sistema bifase del flusso di rotore IM				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	mΩ
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	mΩ
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	mΩ	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	mΩ	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> • Velocità meccanica da zero a 10000 rpm con rampa "lenta" (imposta da banco freno attivo) • Prima immagine: coppia 100% • Seconda immagine: coppia 75% • Terza immagine: coppia 50% • Quarta immagine: coppia 25% 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> • Red Line: Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] • Blu line: Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] 				



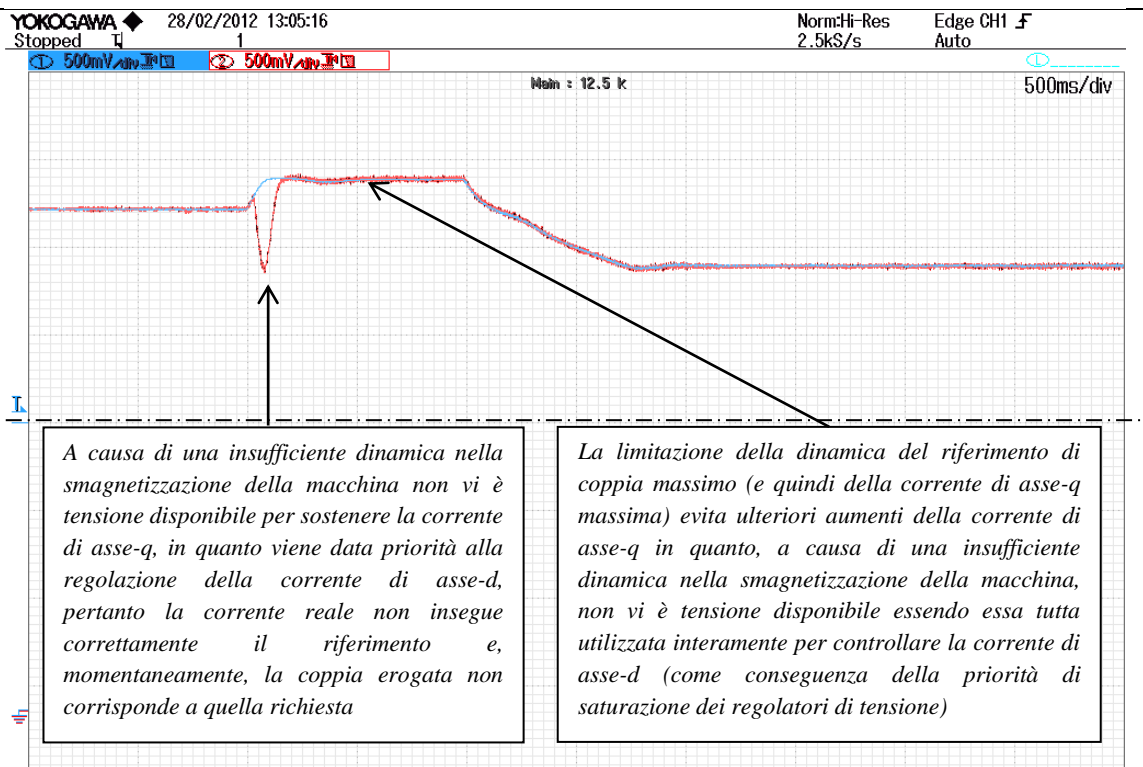
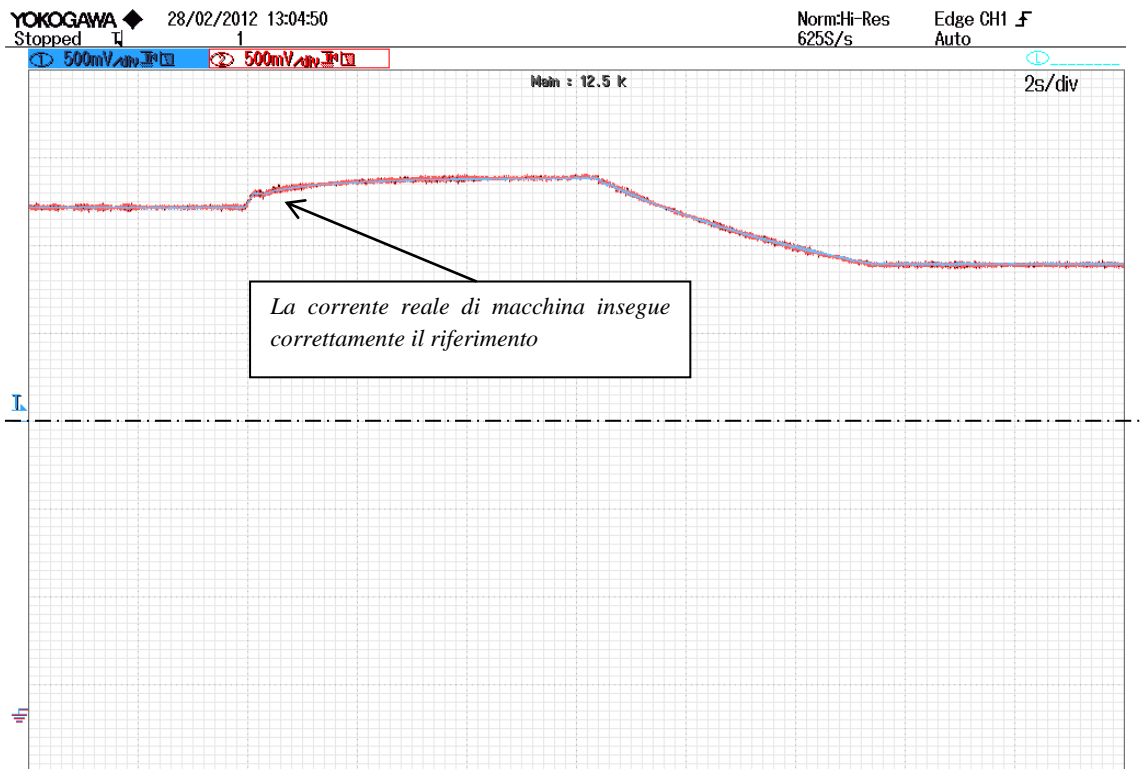


29/11/2011		Induction Machine	IM	
Stato di magnetizzazione durante il deflussaggio IM				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	mΩ
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	mΩ
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	mΩ	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	mΩ	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Coppia massima Velocità meccanica da zero a 10000 rpm (imposta da banco freno attivo) Prima immagine: rampa "lenta" (13.5 s) Seconda immagine: rampa "media" (2.0 s) Terza immagine: rampa "veloce" (0.5 s) 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] Red line: Rotor flux estimated [0.0740 Wb/div] 				



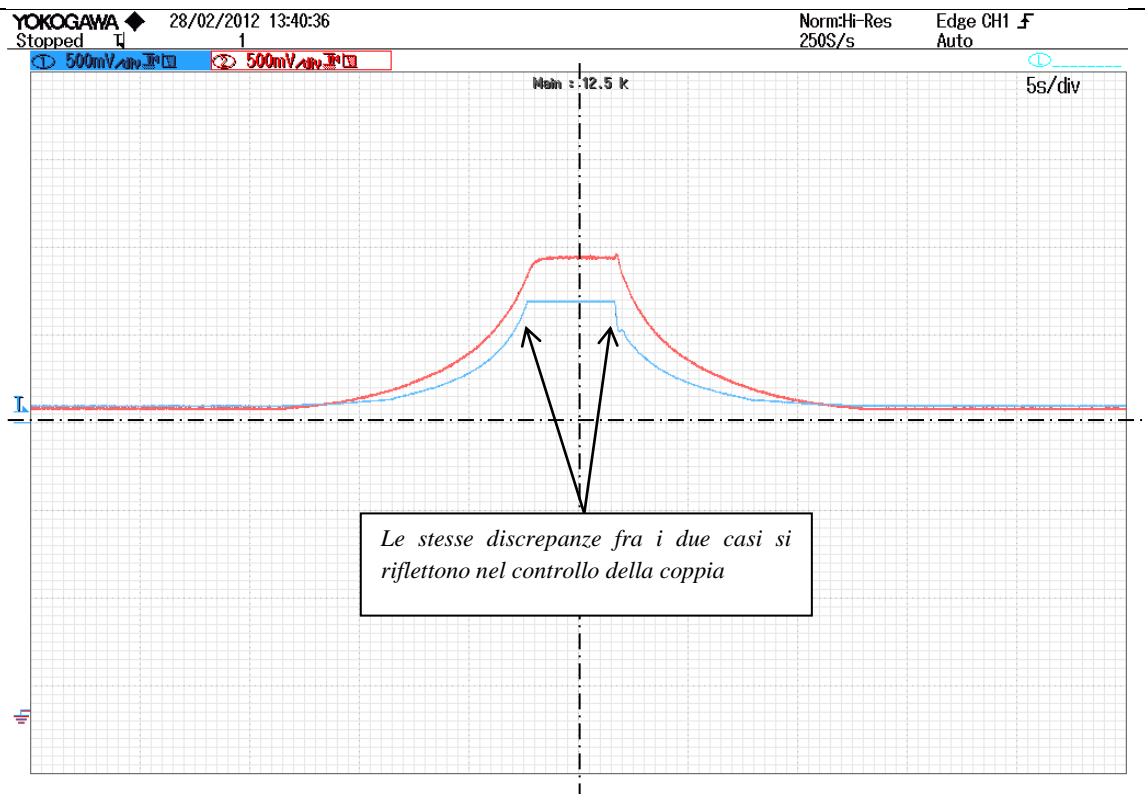
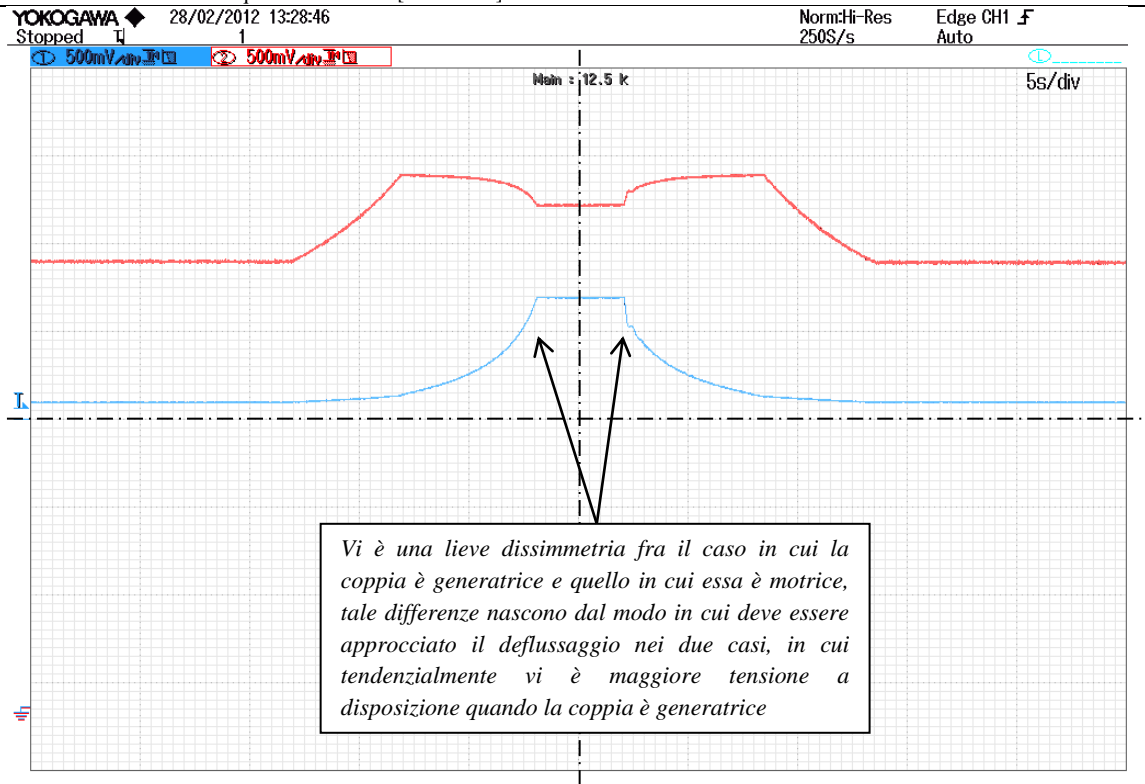


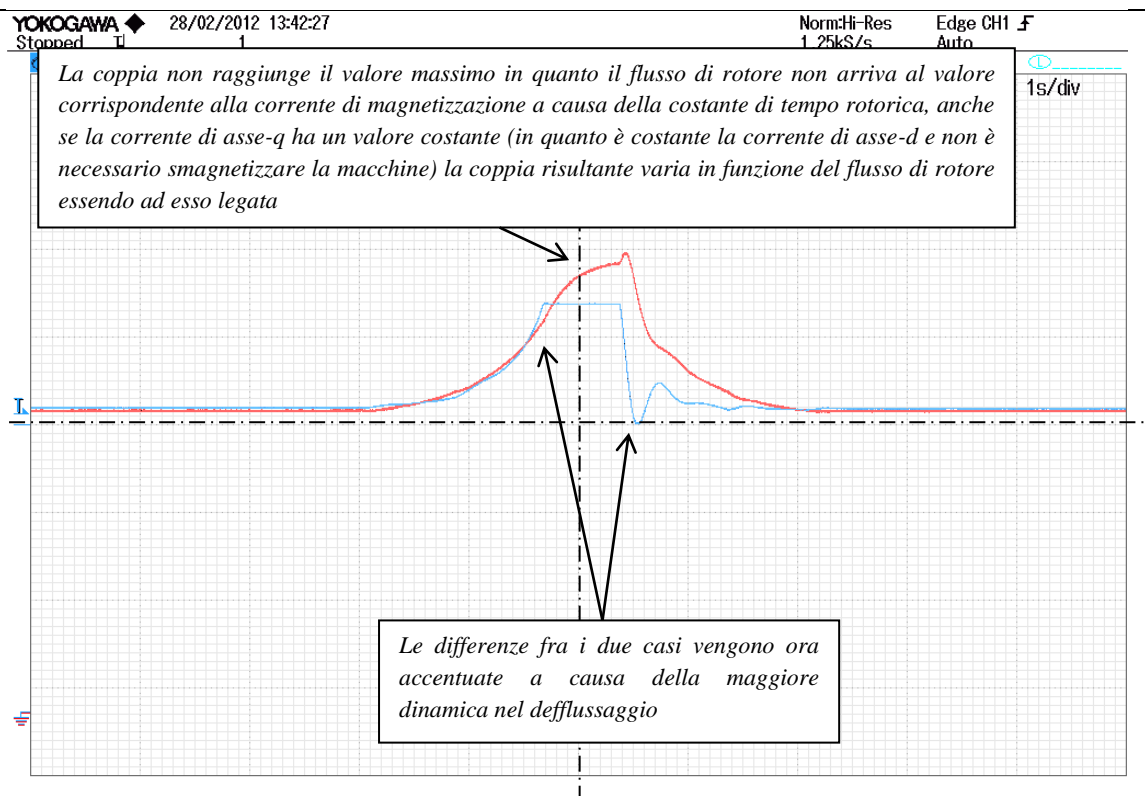
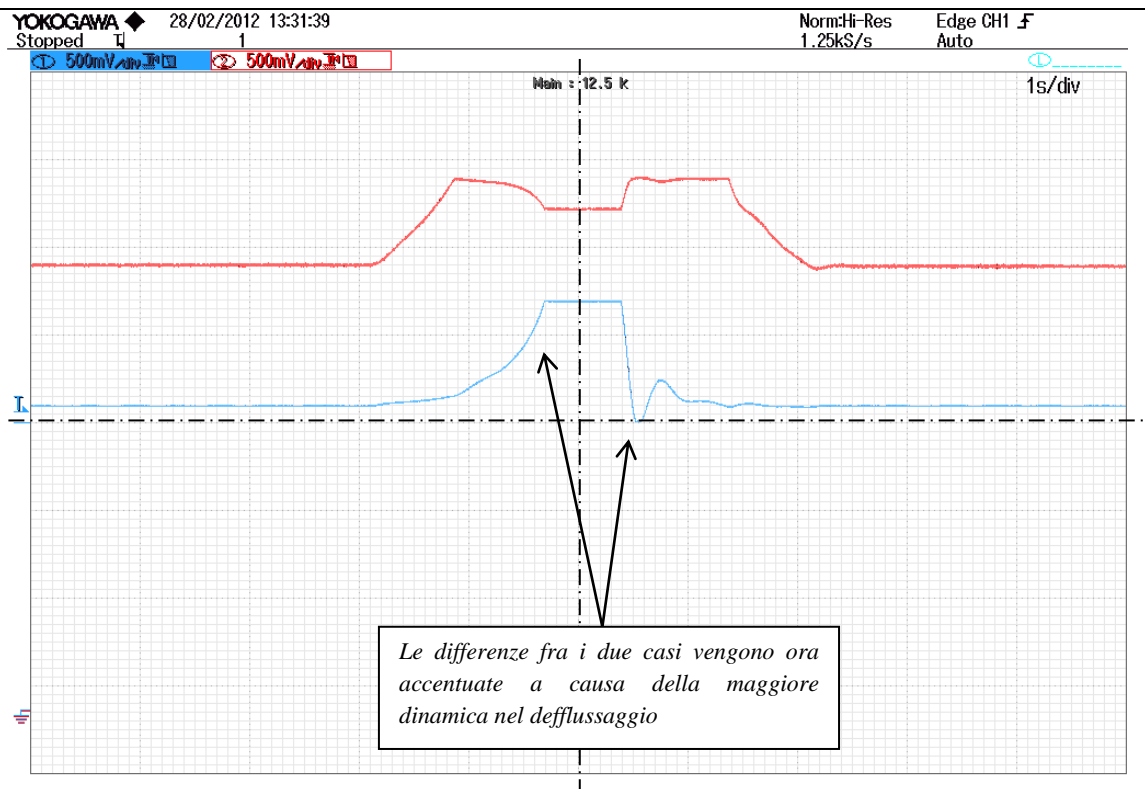
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Corrente di asse-q durante il deflussaggio IM				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{oop}$	$S_{lv} L_{oop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Coppia massima Velocità meccanica da zero a 10000 rpm (imposta da banco freno attivo) Prima immagine: rampa "lenta" (13.5 s) Seconda immagine: rampa "media" (2.0 s) 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Blu line: i_{sq} reference [87.6 A/div] Red line: i_{sq} measured [87.6 A/div] 				



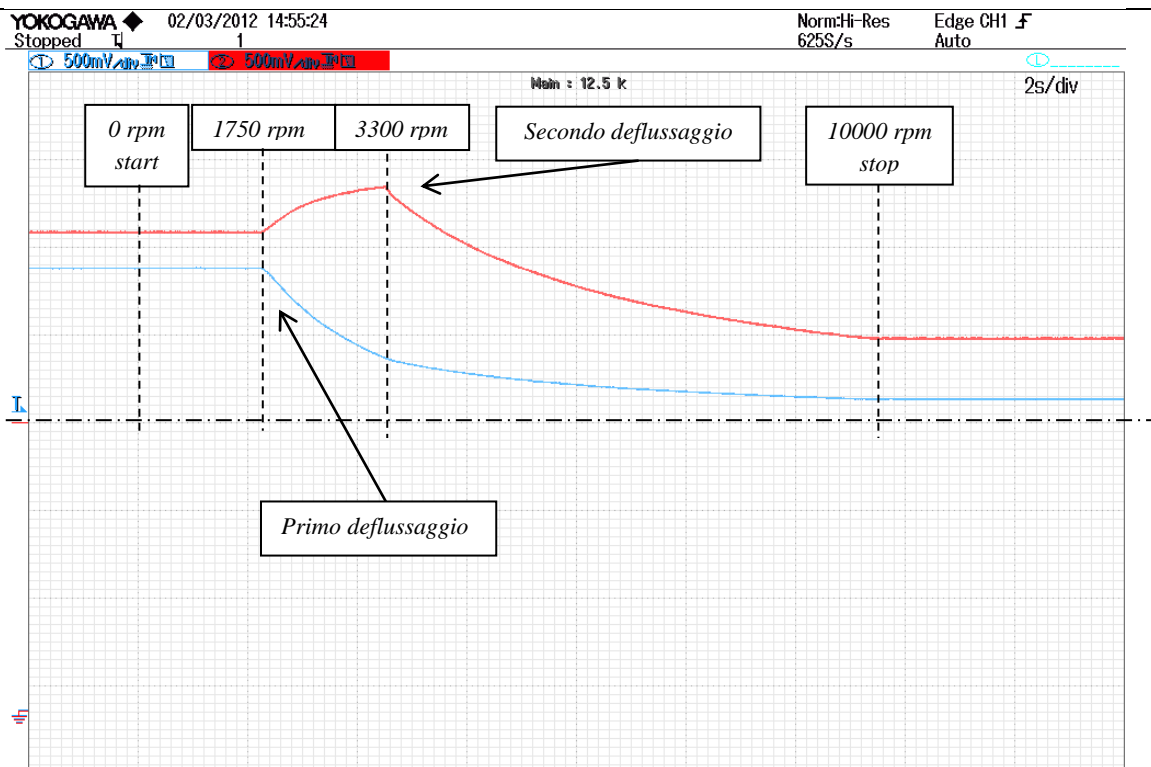
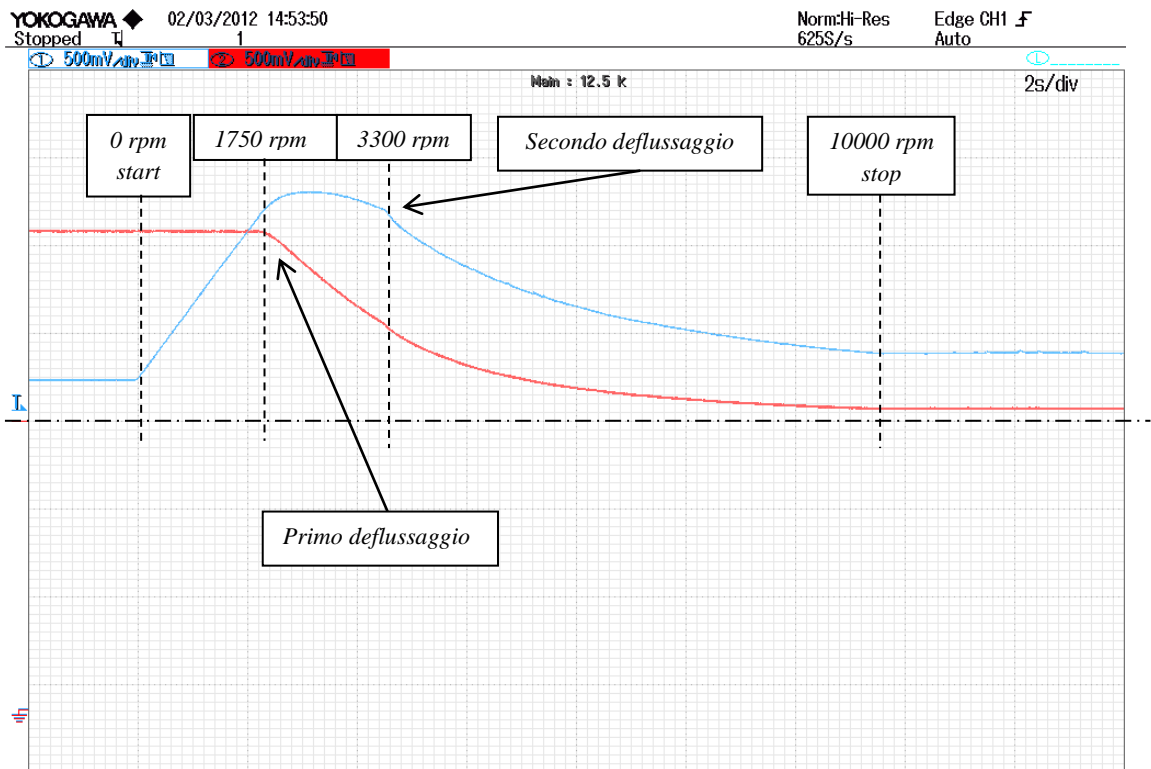
29/11/2011		Induction Machine	IM	
Riferimenti di corrente nel sistema bifase per inversione di moto IM				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	10.88	10.88	m Ω
rotor resistance	r_r	4.872	4.872	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.186	1.186	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	/	/	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	/	/	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	75.95	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	4	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	10	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	12	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	1.41	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Coppia massima Velocità meccanica da - 10000 a +10000 rpm (imposta da banco freno attivo) Prima immagine: rampa "lenta" (27 s) Seconda immagine: rampa "lenta" (27 s) Terza immagine: rampa "media" (4 s) Quarta Immagine: rampa "media" (4 s) 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima immagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: i_{sq} reference [87.6 A/div] Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] Seconda immagine <ul style="list-style-type: none"> Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] 				

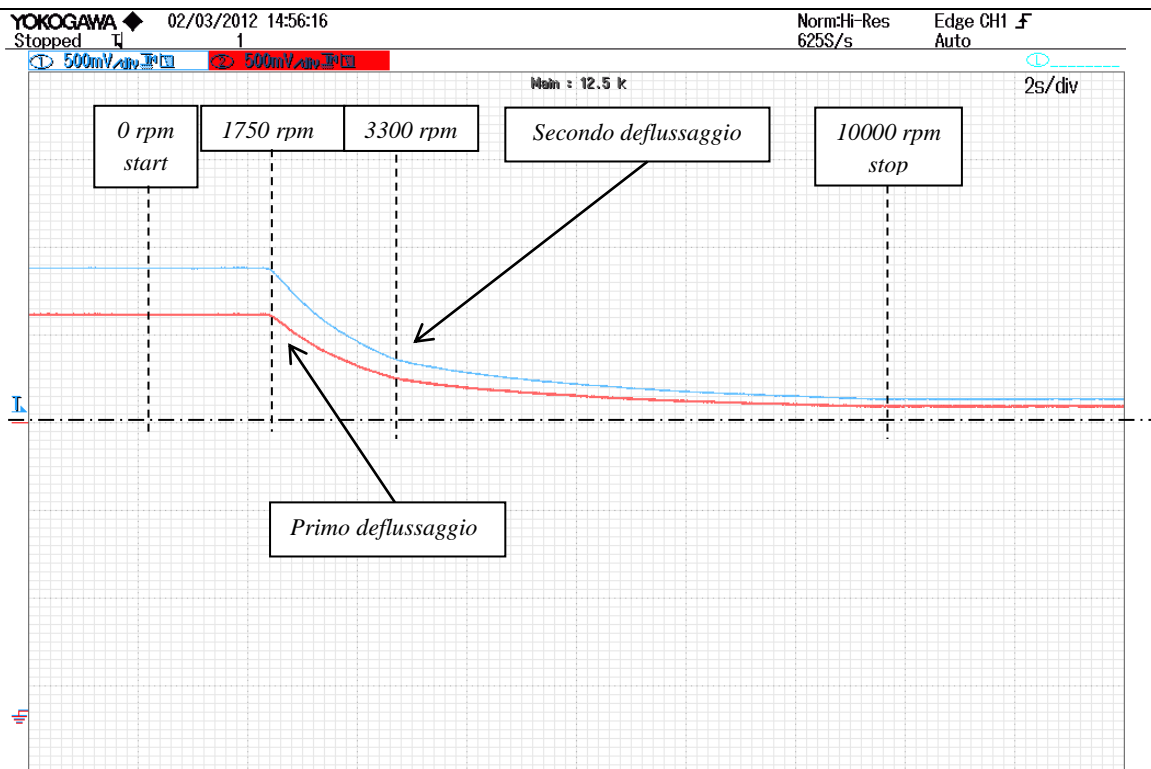
- Terza immagine
 - Red Line: i_{sq} reference [87.6 A/div]
 - Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div]
- Quarta immagine
 - Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div]
 - Red Line: Torque estimated [40 Nm/div]





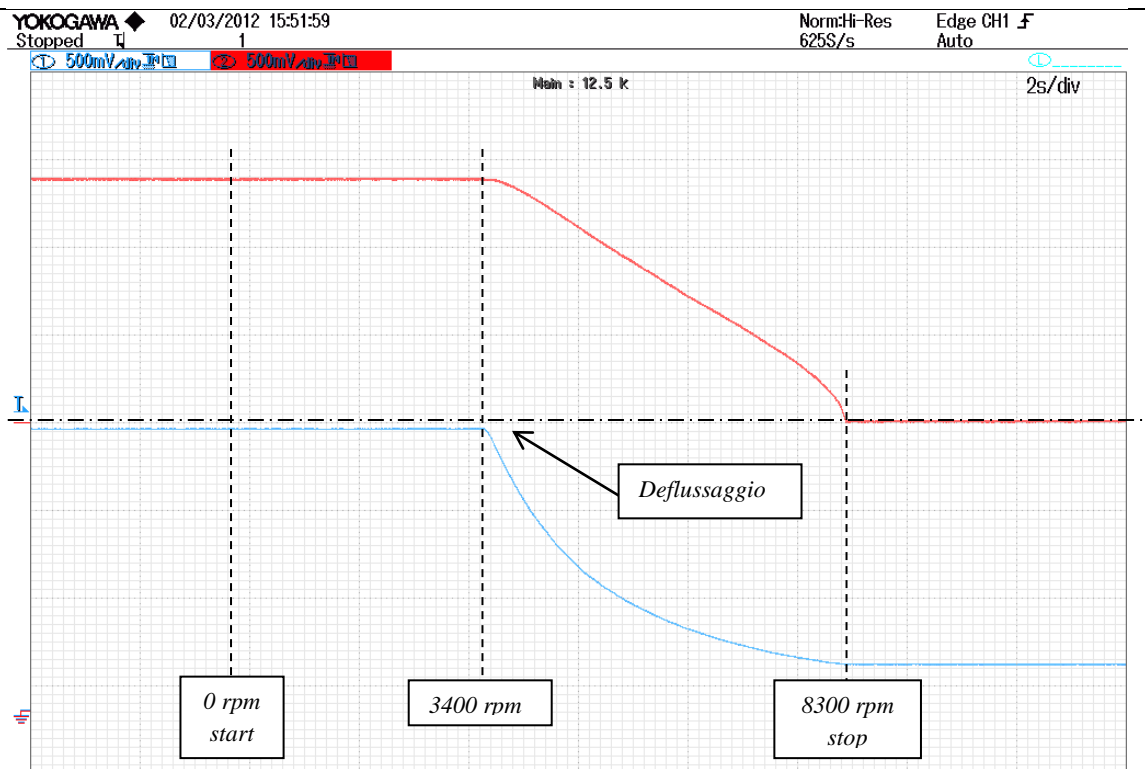
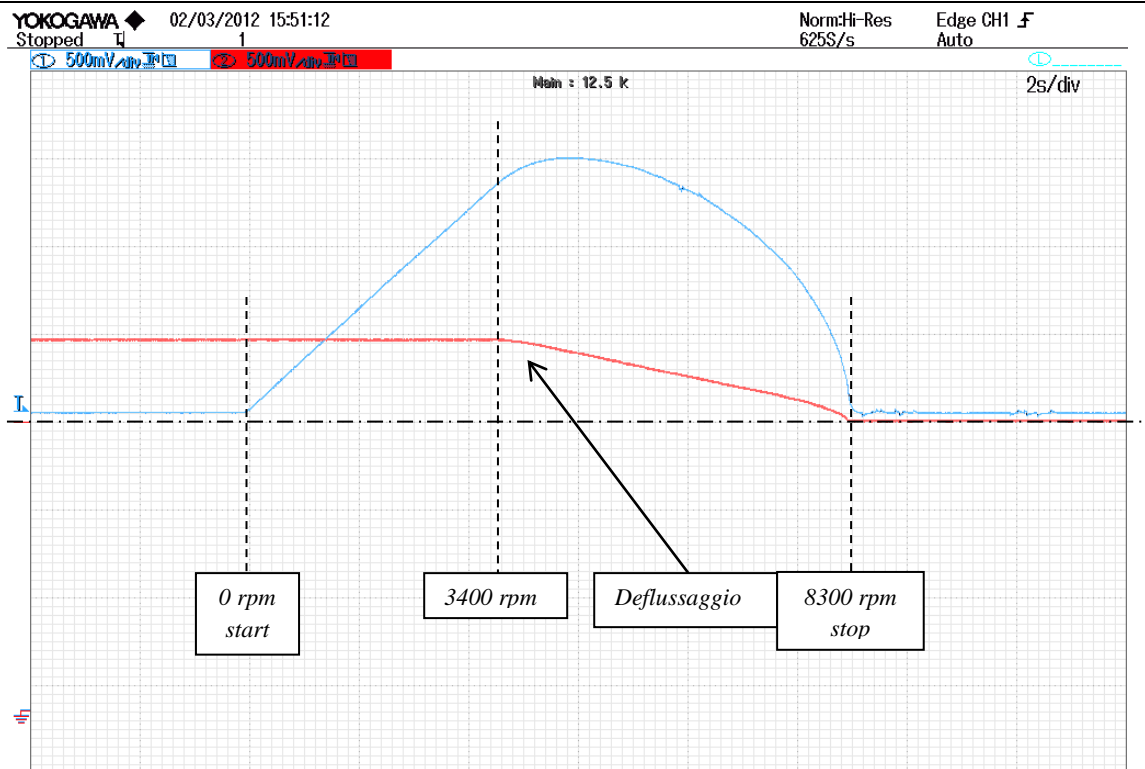
29/11/2011		Reluctance Synchronous Motor	R-SM	
Prove in funzione della velocità R-SM				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	39.8	39.8	m Ω
rotor resistance	r_r	/	/	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	1.3	1.3	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	0.3	0.3	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	1.139	1.139	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	0.24	0.24	mH
Excitation flux	ϕ_e	/	/	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{oop}$	$S_{lv} L_{oop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	55	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	5	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sd}	22	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sd}	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	KpV_{sq}	6	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	KiV_{sq}	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	KP_{reg}	0.25	p.u.	
Integrative coeff.	KI_{reg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica da zero a 10000 rpm con rampa "lenta" (imposta da banco freno attivo) Coppia massima 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima imagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: Electrical power estimated [2.33 kW/div] Seconda imagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: i_{sq} reference [87.6 A/div] Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] Terza Immagine <ul style="list-style-type: none"> Blu Line: i_{sq} reference [87.6 A/div] Red Line: Virtual rotor flux estimated [0.0740 Wb/div] 				

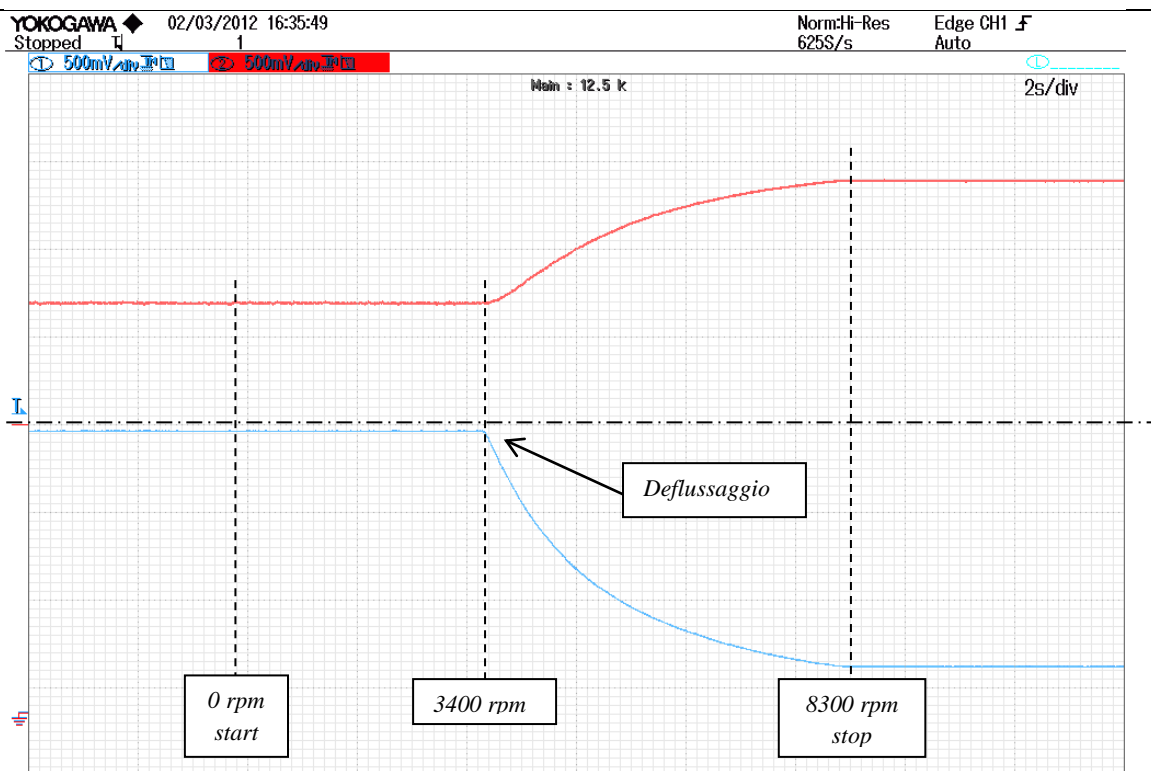
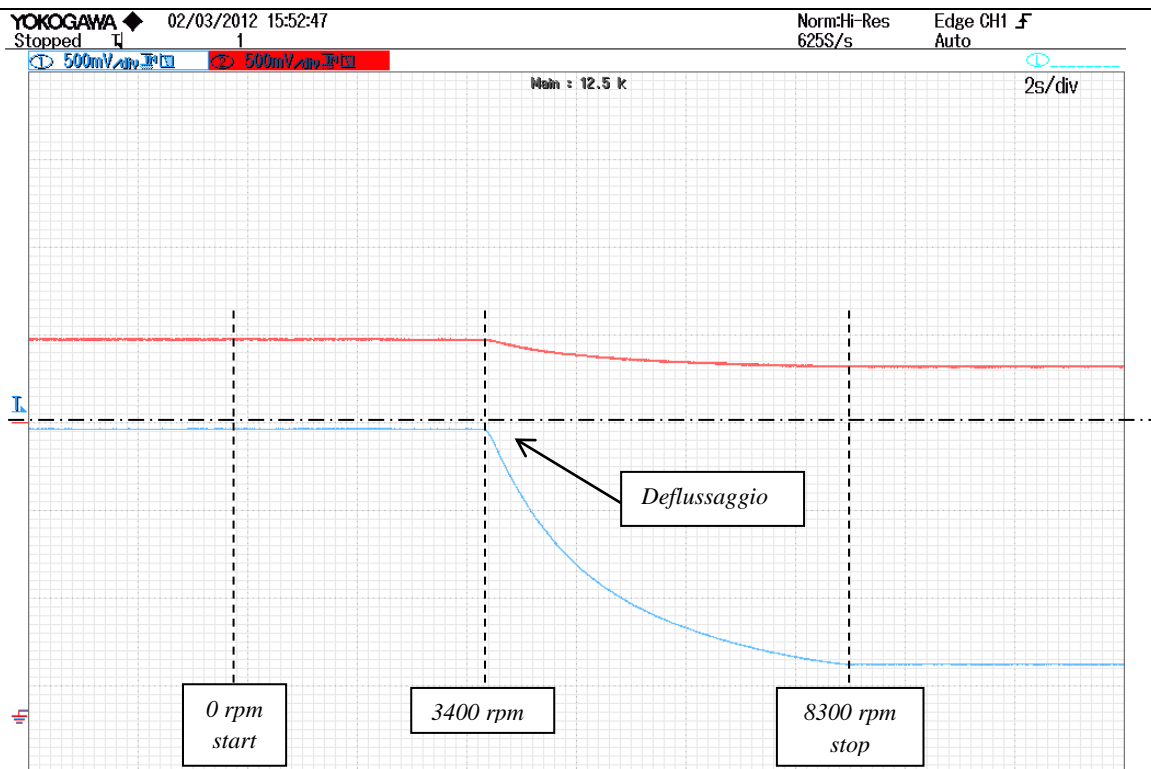




29/11/2011		Surface Permanent Magnet Synchronous Motor	SPM-SM	
Prove in funzione della velocità SPM-SM				
MACHINE PARAMETER				
parametro	simbolo	modello	macchina	um
stator resistance	r_s	5.5	5.5	m Ω
rotor resistance	r_r	/	/	m Ω
d-axis stator inductance	L_{sd}	0.12	0.12	mH
q-axis stator inductance	L_{sq}	0.132	0.132	mH
d-axis magnetizing inductance	L_{md}	0.096	0.096	mH
q-axis magnetizing inductance	L_{mq}	0.1056	1056	mH
Excitation flux	ϕ_e	0.5	0.5	Wb
Pole pair	p	2	2	/
SR_{ratio}	SR_{ratio}	/	/	/
$G_n V_s C_{mp}$	$G_n V_s C_{mp}$	2	2	p.u.
$V_s C_{mp} M_x$	$V_s C_{mp} M_x$	10	10	V
$P_{os} S_{ns} M_{od}$	$P_{os} S_{ns} M_{od}$	Sensor	Sensor	/
$S_{lv} L_{loop}$	$S_{lv} L_{loop}$	10	10	/
FOC REGULATORS & PARAMETERS				
SETTINGS				
Magnetizing current	I_{mag}	55	A_{RMS}	
Margine tensione.	V_{0mrg}	2	V	
Margine tensione p.u.	$V_{0mrg} M_x$	0.9	pu	
Margine tensione dinamico	D_{inV0}	1.0	pu	
Start Time	StartTm	0.730	s	
Filtro frequenza fondamentale	Taowe	2	ms	
CURRENT REGULATOR				
d-axis current regulator, type	V_{sdType}	predct	/	
d-axis current regulator, loop	V_{sdloop}	5	/	
d-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sd}$	22	p.u.	
d-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sd}$	0.8	p.u.	
q-axis current regulator, type	V_{sqType}	predct	/	
q-axis current regulator, loop	V_{sqloop}	4	/	
q-axis current regulator, proportional coeff.	$K_p V_{sq}$	6	p.u.	
q-axis current regulator, integrative coeff.	$K_i V_{sq}$	0.9	p.u.	
FLUX WEAKENING REGULATOR				
Proportional coeff.	K_{Preg}	0.25	p.u.	
Integrative coeff.	K_{Ireg}	1.50	p.u.	
DEAD TIME COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Izero	Izero	0	A	
INVERTER COMPENSATION				
DdTmOn	DdTmOn	2.3	μs	
DdTmOff	DdTmOff	2.3	μs	
Tmrise	Tmrise	0.6	μs	
TmFall	TmFall	0.6	μs	
Rt	Rt	2.8	m Ω	
Vot	Vot	0.0	V	
Rd	Rd	2.083	m Ω	
Vod	Vod	0.6	V	
TEST CONDITION				
<ul style="list-style-type: none"> Velocità meccanica da zero a 10000 rpm con rampa "lenta" (imposta da banco freno attivo) Prima imagine: Coppia massima Seconda imagine: Coppia massima Terza imagine: Coppia massima Quarta Immagine: Coppia 50% 				
SIGNAL				
<ul style="list-style-type: none"> Prima imagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: Torque estimated [40 Nm/div] Blu line: Electrical power estimated [5 kW/div] Seconda imagine <ul style="list-style-type: none"> Red Line: i_{sq} reference [87.6 A/div] Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div] 				

- Terza Immagine
 - Blu Line: i_{sd} reference [87.6 A/div]
 - Red Line: Virtual rotor flux estimated [0.0740 Wb/div]
- Quarta immagine
 - Red Line: modulo i_s reference [87.6 A/div]
 - Blu line: i_{sd} reference [87.6 A/div]





CONCLUSIONI

Analizzando il materiale esposto si può concludere che l'obiettivo primario di ottenere una teoria di modellizzazione e controllo comune alle macchine elettriche trifasi è stato raggiunto e, come si è potuto constatare, essa permette una efficiente sintesi di alcuni aspetti (orientamento di campo, costante di coppia, ...) che generalmente sono trattati in modo specifico per le diverse tipologie di macchine.

Si rimarca il fatto che la riduzione di generalità del modello non esclude la possibilità di prendere in considerazione qualunque categoria di macchina, viene messa anzi in evidenza una sostanziale somiglianza fra le diverse tipologie che, da un punto di vista matematico, si differenziano per un ristretto numero di parametri. In tal senso, questo metodo per lo studio delle macchine può essere di aiuto per determinare o verificare le differenze di comportamento e di prestazioni esistenti fra una tipologia ed un'altra, in quanto è possibile valutarle tramite un mezzo condiviso di descrizione e controllo.

E' stato introdotto un metodo per la risoluzione numerica del modello matematico, esso ha il pregio di permetterne l'implementazione in un sistema dalle potenzialità di calcolo relativamente contenute e quindi l'utilizzo in ambito industriale e commerciale. A riguardo non si esclude comunque la possibilità di ricercare nuove soluzioni a tale problema, soluzioni che possano ridurre maggiormente la quantità di calcoli comunque necessari all'integrazione del modello oppure che offrano dei risultati più precisi. Questo ambito di sviluppo potrebbe essere giustificato dal fatto che spesso è necessario ottenere degli algoritmi di controllo "veloci", che permettano la gestione della macchina a frequenze molto elevate grazie a dei tempi di controllo ridotti.

Il controllo ad orientamento di campo ha dimostrato un comportamento sufficientemente stabile, garantendo comunque il suo utilizzo per diverse classi di macchine in quanto è stato interamente sviluppato basandolo sulla teoria generalizzata e sulle grandezze offerte dal modello. A riguardo, una interessante prospettiva di sviluppo potrebbe essere la creazione di altre tipologie di controllo macchina, quali ad esempio i controlli diretti di coppia.

Senza dubbio le tematiche che maggiormente offrono prospettive di ulteriori ricerche sono quella del funzionamento in modalità sensorless e l'immunità dagli errori di misura e dai parametri. L'esperienza maturata suggerisce che questi due aspetti siano fortemente correlati:

- sono stati introdotti dei metodi per gestire il modello in assenza di una misura diretta della posizione rotorica, tali soluzioni utilizzano unicamente delle grandezze che "appartengono" al modello (stime o misure). Se però le stime che esso offre sono inesatte a causa degli errori di misura vi sarà anche un'influenza negativa nei confronti della stima della posizione
- è stato introdotto un metodo di auto-correzione del modello, esso è in grado di limitare l'influenza negativa di una classe di errori molto comune. Purtroppo la sua efficacia viene meno qualora vi sia anche un'incertezza nella conoscenza della posizione rotorica, di conseguenza, in modalità sensorless, il modello diviene meno stabile e preciso, mostrando i limiti tipici dei controlli "sensorless"

APPENDICE 1

In questa sezione sono riportati gli schemi a blocchi relativi al controllo ad orientamento di campo precedentemente illustrato, si comincerà dalla figura riassuntiva già introdotta, che schematizza la struttura complessiva dell'intero processo di controllo basato sul modello generalizzato. Le immagini seguenti descrivono in maniera più dettagliata il solo controllo ad orientamento di campo, che, per ottenere una maggiore chiarezza, è stato suddiviso in più blocchi.

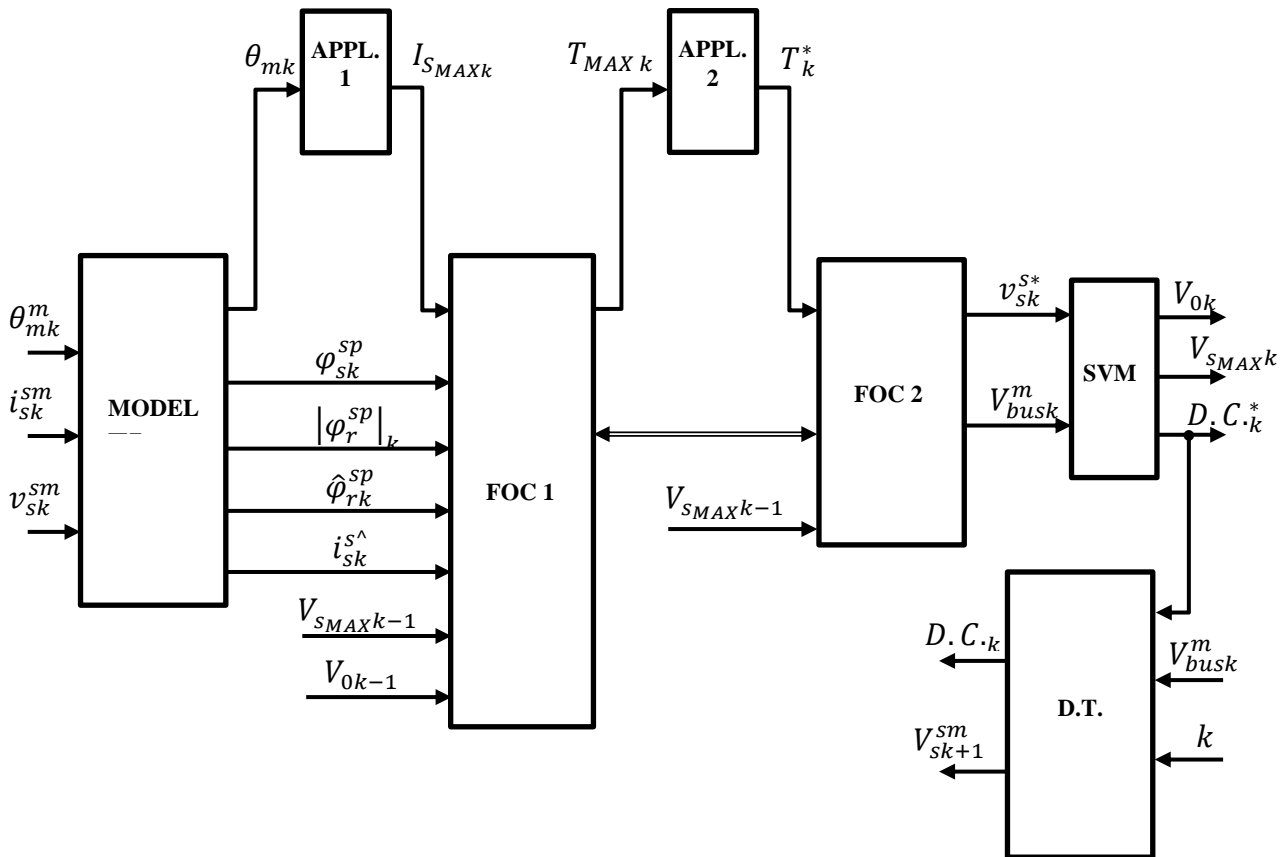


Fig. App. 1.1 Schema riassuntivo dell'intero processo di controllo

Le figure seguenti fanno riferimento alla prima parte del controllo ad orientamento di campo.

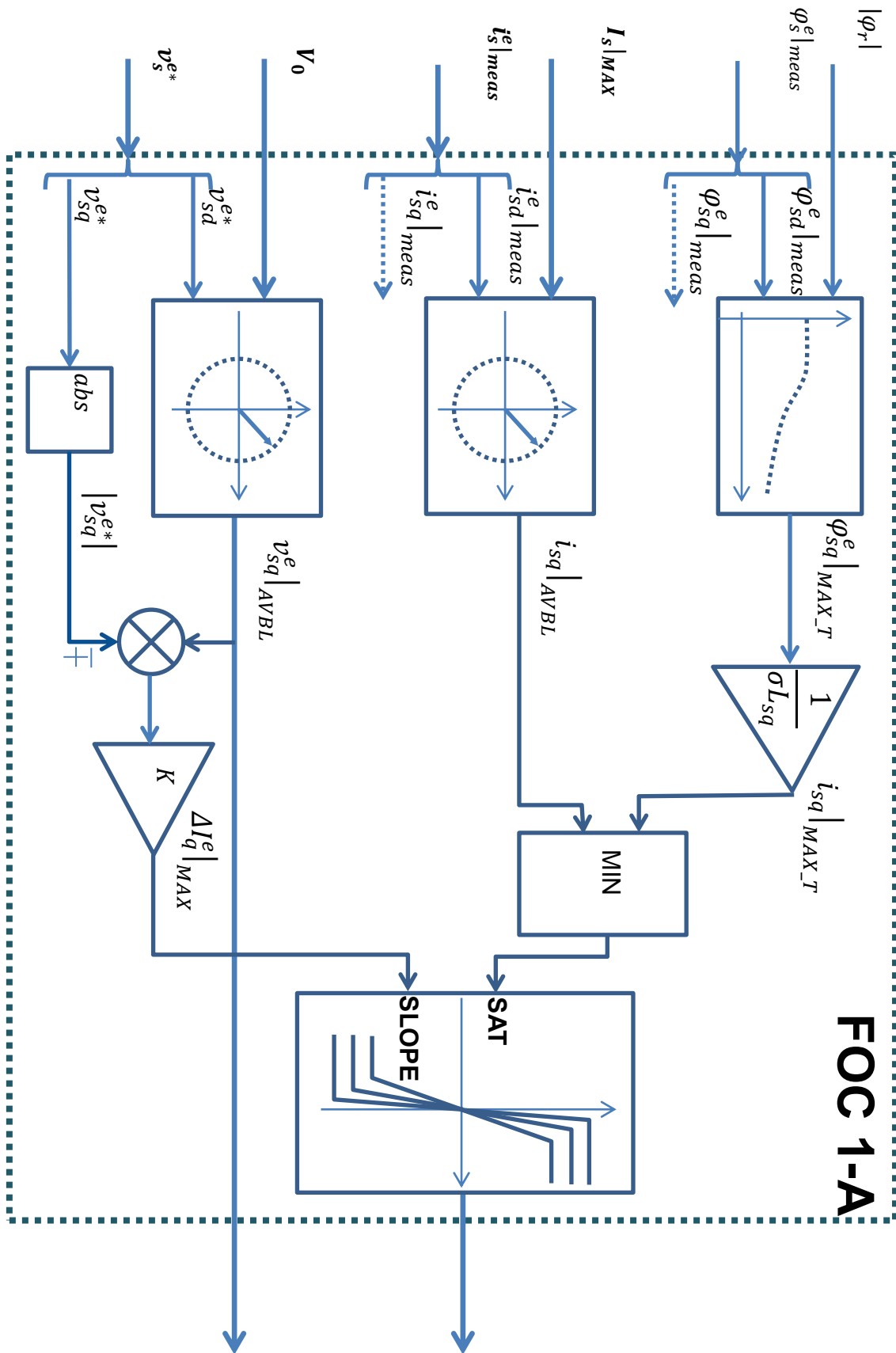


Fig. App. 1.2 Calcolo della corrente massima di asse-q

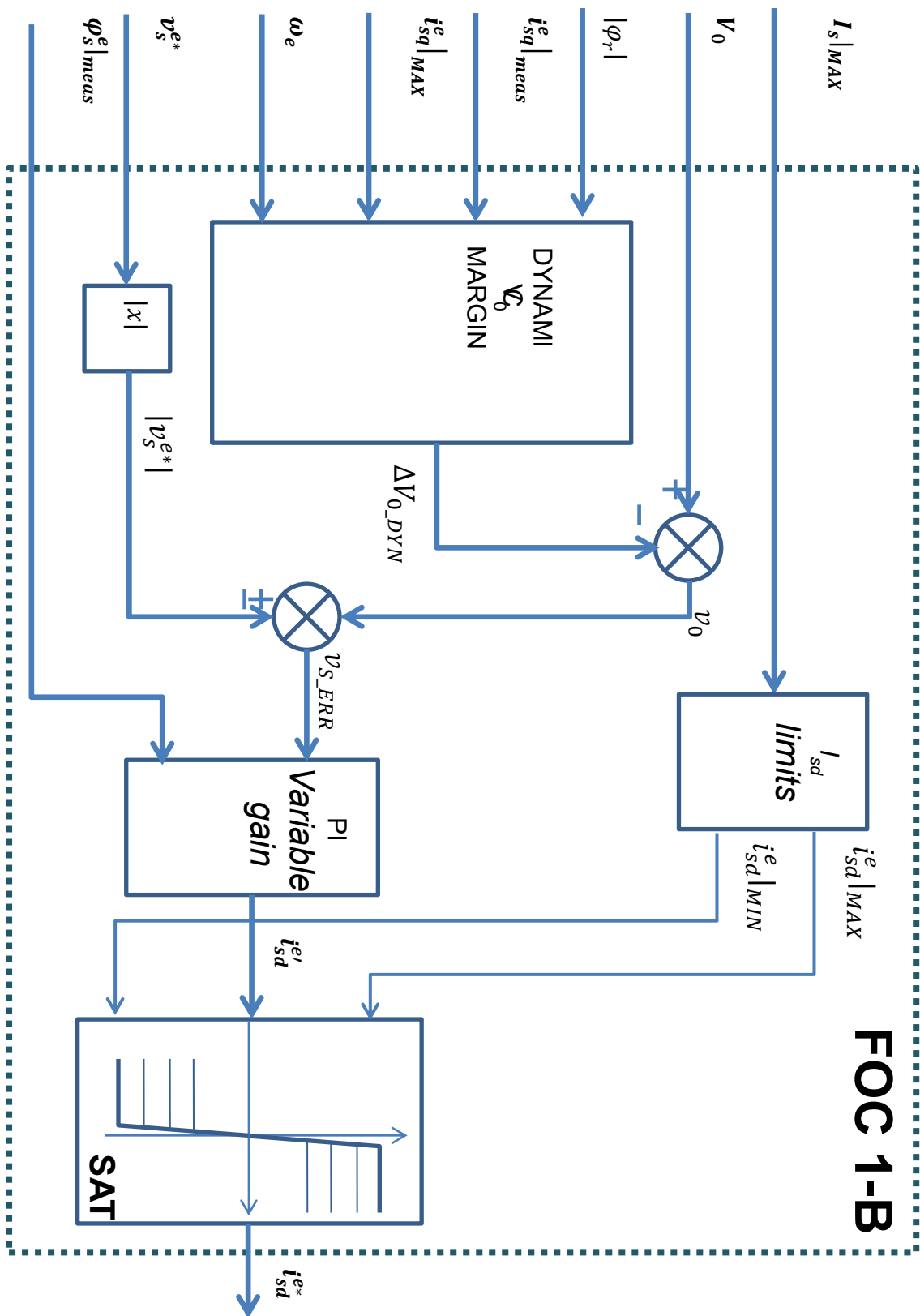


Fig. App. 1.3 Calcolo del margine di tensione dinamico e regolazione della corrente di asse-d

Le figure seguenti fanno riferimento alla seconda parte del controllo ad orientamento di campo.

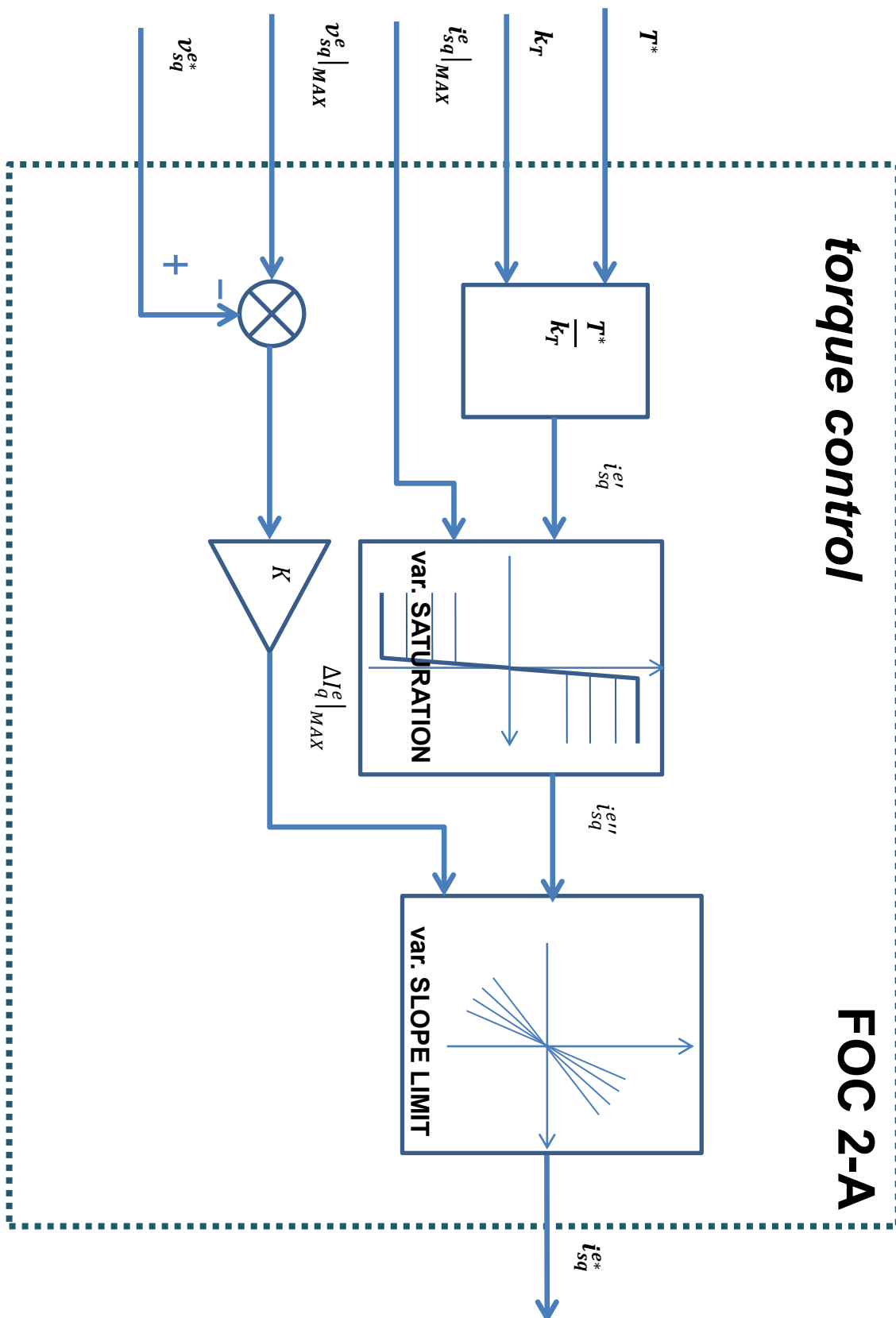


Fig. App. 1.4 Calcolo della corrente di riferimento di asse-q (coppia)

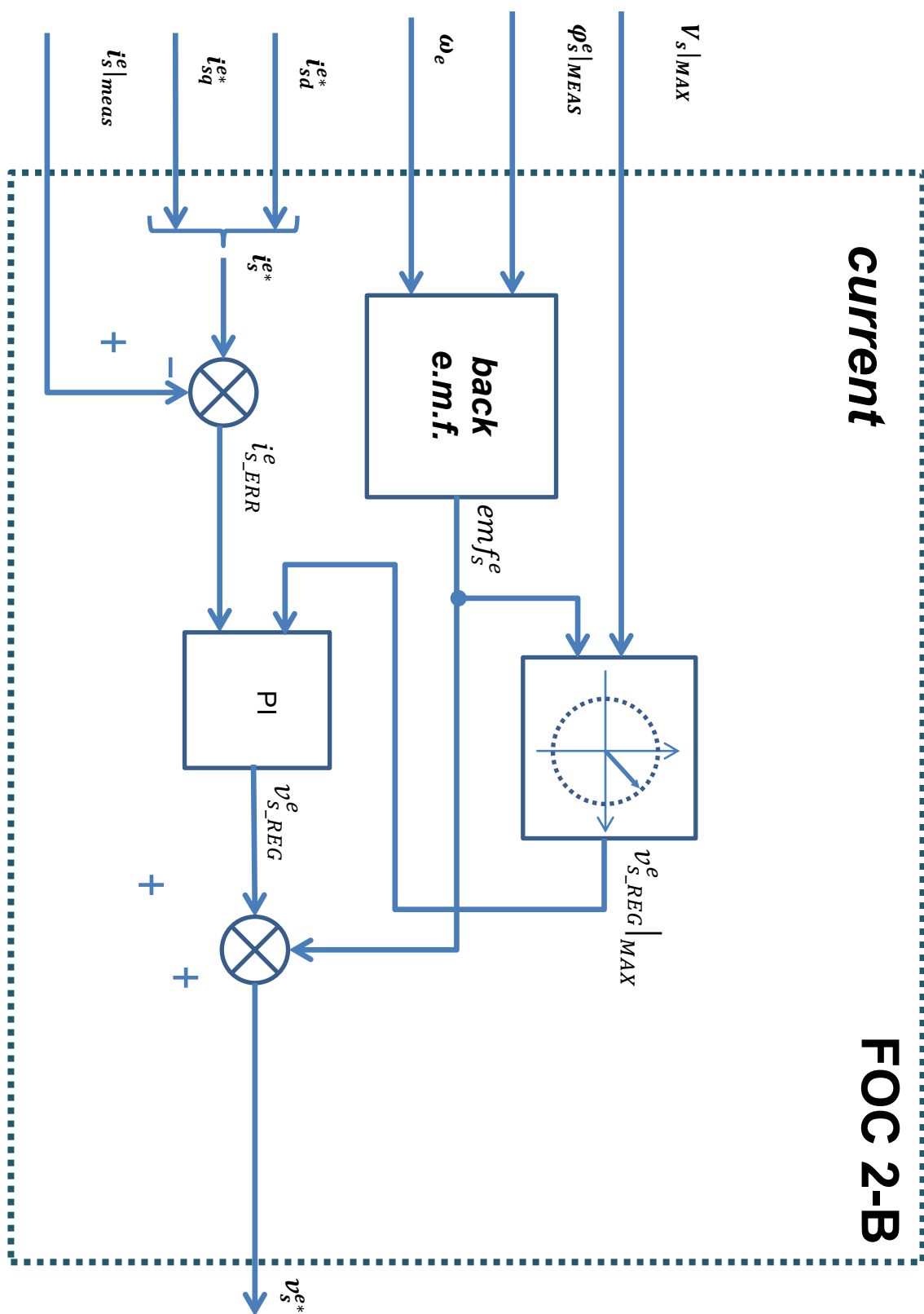


Fig. App. 1.5 Regolazione delle tensioni di statore nel sistema di riferimento del flusso rotorico

BIBLIOGRAFIA

- Fitzgerald A.E., Kingsley C. Jr., Kusko A., Denegri G. B., Molinari G., Viviani A. (2006) *Macchine Elettriche. Processi, apparati e sistemi per la conversione di energia*, edizione 7, Franco Angeli
- Leonhard W. (2001) *Control of Electrical Drives*, 3rd edition, Springer –Verlag, Berlin
- Marro G. (2004) *Controlli Automatici*, edizione 5, Zanichelli
- Mohan Ned, Undeland Tore M., Robbins William P.,(2005) *Elettronica di Potenza. Convertitori e Applicazioni*, Hoepli
- Muhammad H. Rashid (2003) *Power Electronics: Ciruits, Devices and Applications*, 3rd edition, Prentice Hall
- Rossi C., Casadei D., Pilati A., Marano M., Dept. of Electr. Eng., Bologna Univ. (2006) *Wound Rotor Salient Pole Synchronous Machine Drive for Electric Traction*, Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE